

Zentralinstitut für Elektronik (ZEL)

## Charakterisierung des MAROC3-Chips

*Stefan Müskes*





# **Charakterisierung des MAROC3-Chips**

*Stefan Müskes*

Berichte des Forschungszentrums Jülich; 4356  
ISSN 0944-2952  
Zentralinstitut für Elektronik (ZEL)  
Jül-4356

Vollständig frei verfügbar im Internet auf dem Jülicher Open Access Server (JUWEL)  
unter <http://www.fz-juelich.de/zb/juwel>

Zu beziehen durch: Forschungszentrum Jülich GmbH · Zentralbibliothek, Verlag  
D-52425 Jülich · Bundesrepublik Deutschland  
☎ 02461 61-5220 · Telefax: 02461 61-6103 · e-mail: [zb-publikation@fz-juelich.de](mailto:zb-publikation@fz-juelich.de)

## Danksagung

Zuerst gilt mein Dank dem Forschungszentrum Jülich, in dem ich in einem lebendigen Labor eine interessante experimentelle Arbeit durchführen durfte.

Mein herzlicher Dank gilt Frau Prof. Dr. Doris Samm für die hilfreiche und freundliche Betreuung meiner Masterarbeit, deren Verwirklichung ohne Sie nicht möglich gewesen wäre.

Ich danke den Herrn Dr. Stefan van Waasen und Dr. Günter Kemmerling für die Unterstützung zur Durchführung meiner Masterarbeit im ZEL.

Besonders bedanken möchte ich mich bei Herr Dr. Ralf Engels für die Bereitstellung aller benötigten Mittel und die Freiheit diese Masterarbeit selbstständig zu organisieren und durchzuführen.

Mein besonderer Dank gilt Herr Dr. Ugur Yegin für seine theoretische und praktische Hilfestellung. Desweiteren danke ich für interessante Denkanstöße und anregende Diskussionen, welche maßgeblichen Einfluss genommen haben.

Zuletzt danke ich meinen Eltern für die bereitwillige Unterstützung über den gesamten Zeitraum des Studiums, das ohne ihre Mithilfe nicht möglich gewesen wäre.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>1 Theoretischer Hintergrund</b>	<b>3</b>
1.1 Ionisierende Strahlung . . . . .	3
1.2 Thermische Neutronen . . . . .	3
1.3 $^3\text{He}$ Gasdetektortechnologie . . . . .	4
1.4 Szintillationsdetektor POWTEX . . . . .	5
1.4.1 Szintillatoren . . . . .	6
1.4.2 Wavelength Shifting Fiber . . . . .	8
1.4.3 Photomultiplier . . . . .	11
<b>2 Multi Anode ReadOut Chip 3 und Evaluation-Board</b>	<b>15</b>
2.1 Aufbau und Funktionen des MAROC3 . . . . .	16
2.1.1 Vorverstärker . . . . .	18
2.1.2 Summenausgänge . . . . .	19
2.1.3 Fast shaper . . . . .	19
2.1.4 DAC . . . . .	21
2.1.5 Slow shaper mit vorgeschaltetem RC-Speicher . . . . .	22
2.1.6 Wilkinson ADC . . . . .	24
2.2 Aufbau des Evaluation-Boards . . . . .	25
2.2.1 Strom-/Spannungsversorgung . . . . .	26
2.2.2 FPGA . . . . .	27
2.2.3 USB-Schnittstelle . . . . .	27
2.2.4 Serielle Schnittstellen und VHDL-Code . . . . .	27
2.3 Kommunikationssoftware des Evaluation-Boards . . . . .	28
2.3.1 Benutzeroberfläche der MAROC3 Software . . . . .	28
2.3.2 Konfigurationen der Kommunikationssoftware . . . . .	32
<b>3 Charakterisierung des MAROC3</b>	<b>33</b>
3.1 Messaufbau zur Charakterisierung . . . . .	33
3.2 Offsetabgleich und Detektionsschwellen . . . . .	36
3.3 Linearitätsmessungen . . . . .	38
3.3.1 Vorverstärker . . . . .	38
3.3.2 Messergebnisse des unipolaren fast shapers . . . . .	40
3.3.3 Messergebnisse des bipolaren fast shapers . . . . .	44
3.3.4 Messergebnisse des slow shapers . . . . .	47
3.3.5 Analyse der Messergebnisse für die Filterverstärker . . . . .	50
3.3.6 DACs . . . . .	51
3.3.7 ADC . . . . .	52
3.4 Variation der Filterzeit . . . . .	55
3.5 Rauschmessungen . . . . .	56



3.6	Übersprechen . . . . .	59
3.7	Abtastfehler . . . . .	61
3.8	Triggereffizienz . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Machbarkeitsanalyse für den Nachweis von thermischen Neutronen</b>	<b>65</b>
4.1	Thermisches Auslösen von Photoelektronen . . . . .	65
4.2	Detektion von thermischen Neutronen . . . . .	66
4.3	Erfassen der Signale von thermischen Neutronen im MAROC3 . . . . .	68
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>71</b>
	<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>73</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>75</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>79</b>
<b>A</b>	<b>Prototyp des Detektorkopfs für POWTEX</b>	<b>81</b>
<b>B</b>	<b>Schaltplan des Evaluation-Boards</b>	<b>85</b>
<b>C</b>	<b>Übersicht des LabVIEW-Programms</b>	<b>97</b>

## Einleitung

In der Arbeitsgruppe Neutronen und Gamma Detektoren im Zentralinstitut für Elektronik (ZEL) der Forschungszentrum Jülich (FZJ) GmbH, wird an der Neu- und Weiterentwicklung von Neutronendetektoren geforscht. Für das Projekt "Entwicklung eines Detektorprototypen für das Experiment POWder and TEXture Diffractometer" (POWTEX) wird eine alternative Lösung für die Realisierung eines Neutronendetektors gesucht. Die Neuentwicklung ist notwendig, da die derzeit auf  $^3\text{He}$  basierende Detektionsmethode, durch den Mangel des benötigten Gases ( $^3\text{He}$ ), nicht mehr realisiert bzw. finanziert werden kann. Das für POWTEX anvisierte alternative Detektorkonzept basiert auf einem Szintillationsdetektor, bei dem das erzeugte Licht in speziellen Glasfasern zur Lichtwellenleitung absorbiert und mit einer vergrößerten Wellenlänge wieder emittiert wird (Wavelength Shifting Fiber, kurz WLSF). Der Vorteil eines Detektors mit WLSF liegt in der relativ zur Detektorfläche reduzierten Lichtdetektionsfläche, wodurch die Kosten minimiert werden.

In dem geplanten Detektorkonzept wird das auftreffende Neutron im Szintillator eingefangen und erzeugt Sekundärteilchen, welche anschließend Ionisationen auslösen. Die freien Elektronen gelangen über Dotierungen mit geeigneten Materialien, unter Emission von Photonen, zurück in den Grundzustand. Unterhalb des Szintillators befindet sich eine orthogonale Anordnung von WLSF, die Anteile des erzeugten Lichts absorbiert. Innerhalb der WLSF wird das absorbierte Licht mit einer vergrößerten Wellenlänge isotrop emittiert und die im Akzeptanzwinkel der WLSF liegenden Anteile reflektiert. Die geführten Photonen gelangen auf die Detektionsfläche des Multianode Photomultiplier (MaPMT), der aus ihnen elektrische Signale generiert. Beim Auswerten der erzeugten Signale lässt sich dann, durch die orthogonale Anordnung der WLSF, bestimmen, wo im Szintillator das Neutron reagierte.

Die Firma Orsay MicroElectronic Group Associated (OMEGA), welche in die Gruppe Laboratoire De L'Accelérateur Lineaire (LAL) eingegliedert ist, befasst sich mit der Entwicklung von integrierten Schaltkreisen für spezifische Anwendungen (Application-Specific Integrated Circuit, kurz ASIC). Ihr Schwerpunkt liegt dabei in der ASIC-Entwicklung für das Auslesen und Verarbeiten von MaPMT-Signalen. Der von OMEGA entwickelte ASIC "Multi Anode ReadOut Chip 3" MAROC3, soll in der Ausleseelektronik des geplanten Neutronendetektors eingesetzt werden. Der MAROC3 verfügt über 64 Kanäle, die jeweils einen Vorverstärker besitzen, nach dem Filterverstärker mit verschiedenen Zeitkonstanten (fast/slow shaper) geschaltet sind. Dabei kann jedem Kanal ein separater Verstärkungsfaktor zugewiesen werden, womit sich die Inhomogenität von MaPMTs ausgleichen lässt. Über Diskriminatoren mit veränderbarer Schwellenspannung lassen sich Triggersignale erzeugen und ein integrierter Analog Digital Konverter (ADC) ermöglicht es, detektierte Signale zu digitalisieren. Durch die aufgabenspezifische Ausrichtung des MAROC3 soll ein erheblicher Schaltungs- und Platzaufwand eingespart werden, wodurch die Ausleseelektronik des Neutronendetektors optimiert wird.

Ziel dieser Masterarbeit ist die Untersuchung des MAROC3, hinsichtlich einer Eignungsprüfung für das Projekt POWTEX. Zu Beginn der Masterarbeit wurden Parameter und Kriterien festgelegt, anhand derer der MAROC3 im späteren Verlauf charakterisiert wird.

Es steht eine Testplatine (Evaluation-Board) zur Verfügung, die stückweise in Betrieb genommen werden muss und mit deren Hilfe alle Funktionen des MAROC3 erschlossen werden können. Die Steuerung des MAROC3 und die weitere Datenverarbeitung übernimmt eine Anwendungsfeld programmierbare Gatter-Anordnung (Field Programmable Gate Array, kurz FPGA). Für die Aufnahme der Messdaten sind diverse Mess- und Prüfkontakte auf dem Evaluation-Board vorhanden. Eine mitgelieferte Software ermöglicht eine Kommunikation für die Konfigurierung der internen Einstellungen und das Auslesen von Daten des MAROC3. Neben der Charakterisierung des MAROC3 soll eine Machbarkeitsanalyse durchgeführt werden. Diese erfolgt durch Messungen mit einer Neutronenquelle und einem für Neutronen sensitiven Szintillator. Das vom Szintillator erzeugte Licht wird mittels WLSF auf einen MaPMT gegeben, der direkt mit dem MAROC3 verbunden ist. Nach der vollständigen Auswertung und Analyse der Messdaten, wird eine Aussage über die Einsatzmöglichkeit des MAROC3 getroffen, wobei diese hinsichtlich POWTEX gilt.

Die im Neutronendetektor eingesetzten Komponenten werden in Kapitel eins theoretisch besprochen. Zu Beginn wird dabei die nachzuweisende Neutronenstrahlung erläutert und das auf  $^3\text{He}$  basierende Detektorkonzept beschrieben. Anschließend wird das Detektorkonzept POWTEX vorgestellt und dessen einzelnen Komponenten besprochen. In Kapitel zwei werden die einzelnen Funktionen und der interne Aufbau des MAROC3 erläutert. Es wird ebenfalls auf den Aufbau und die Komponenten des Evaluation-Boards eingegangen, wobei im Anschluss die Benutzersoftware vorgestellt wird. Der Messaufbau und die Messergebnisse zur Charakterisierung werden in Kapitel drei vorgestellt. Im Anschluss an die einzelnen Messungen findet deren Analyse statt, um einen direkten Überblick über die gewonnenen Erkenntnisse zu erhalten. Kapitel vier beinhaltet den Messaufbau und die Ergebnisse der Machbarkeitsanalyse, welche im Anschluss besprochen werden. In der anschließenden Zusammenfassung wird die Eignung des MAROC3 für die Ausleseelektronik von POWTEX diskutiert. Abschließend wird ein Ausblick über den weiteren Verlauf des Projekts POWTEX gegeben.

# 1 Theoretischer Hintergrund

Für die Detektion von thermischen Neutronen sind auf  $^3\text{He}$  basierende Gasdetektoren weit verbreitet. Das Gas  $^3\text{He}$  entsteht größtenteils bei der Herstellung von Kernwaffen als Nebenprodukt, sodass durch den kalten Krieg größere Vorräte entstanden. Diese Vorräte sind allerdings weitestgehend aufgebraucht und es ist nicht möglich  $^3\text{He}$  effizient zu produzieren. Aufgrund dessen wird nach einem alternativen Detektorkonzept für den Nachweis von thermischen Neutronen gesucht. Ein Lösungsansatz bietet ein Szintillationsdetektor, für den diese Arbeit eine Möglichkeit zur Realisierung der Ausleseelektronik untersucht.

In diesem Kapitel wird zunächst generell der Nachweis von thermischen Neutronen behandelt. Dabei werden die auf  $^3\text{He}$  basierenden Gasdetektoren besprochen und das Konzept des Szintillationsdetektors vorgestellt, wobei dessen Komponenten genauer beschrieben werden.

## 1.1 Ionisierende Strahlung

Jede Strahlung die in der Lage ist eine Ionisation zu erzeugen, also ein Elektron aus einer Bindung (einem Atom oder einem Molekül) herauszulösen, wird als ionisierende Strahlung bezeichnet. Um eine Ionisation zu erzeugen benötigt diese Strahlung eine bestimmte Mindestenergie.

Es lassen sich zwei Arten von ionisierender Strahlung unterscheiden. Einmal Strahlung aus elektromagnetischen Wellen, deren Energie bei einer Wellenlänge unter 200 nm ausreicht, um eine Ionisation zu erzeugen. In diesem Wellenlängenbereich liegt die  $\gamma$ -Strahlung, die Röntgenstrahlung und ein Teil der ultravioletten Strahlung. Die zweite ionisierende Strahlungsart bilden Teilchen, zu denen die  $\alpha$ -Strahlung zählt, welche aus  $^4\text{He}$  Nukleonen besteht und die  $\beta$ -Strahlung zählt, welche aus Elektronen besteht.

## 1.2 Thermische Neutronen

Durch ihre elektrische Neutralität sind Neutronen nicht in der Lage eine unmittelbare Ionisation zu erzeugen, sondern ionisieren über die Produkte einer ausgelösten Kernreaktion. Die kinetische Energie von thermischen Neutronen liegt im Bereich von 2 meV - 100 meV. Als freie Neutronen zerfallen sie nach dem  $\beta^-$ -Zerfall mit einer Halbwertszeit von 12,8 min in ein Proton, wobei ein Elektron und ein Antineutrino entstehen. [1] [2]

Neutronenquellen mit einer ausreichenden Strahlung für den Laboreinsatz, kommen in der Natur nicht natürlich vor, lassen sich aber künstlich herstellen. Es gibt weitestgehend zwei verschiedene Arten von Neutronenquellen. Bei einer Methode wird eine Kernspaltung durch das Einfangen eines Neutrons eingeleitet. Neben den Spaltprodukten werden ein oder mehrere Neutronen freigesetzt, die neue Kernspaltungen erzeugen. Zur Verhinderung einer Kettenreaktion muss ein Teil der freigesetzten Neutronen absorbiert werden, bevor sie eine Kernspaltung einleiten können. Dieses Prinzip wird in Kernreaktoren eingesetzt und ist mit hohem Aufwand verbunden. [3]

Als zweite Methode können Neutronenquellen durch spontane Spaltung realisiert werden.

Das Spaltungsmaterial zerfällt dabei spontan in seine Spaltprodukte, wobei ebenfalls ein oder mehrere Neutronen freigesetzt werden. Die Kernreaktion erfolgt nur durch den eigenen Zerfall der Atome und wird nicht von außen eingeleitet. Bei allen Kernreaktionen können ebenfalls  $\beta$ - und  $\gamma$ -Strahlen emittiert werden, die sich jedoch durch eine ausreichende Abschirmung absorbieren lassen.

Als weit verbreitete Neutronenquelle nach dem Prinzip der spontanen Spaltung wird Californium 252 ( $^{252}\text{Cf}$ ) eingesetzt. Für spätere Messungen steht eine  $^{252}\text{Cf}$ -Quelle zur Verfügung, die zum Abbremsen der Neutronen mit Paraffin als Moderator umgeben ist. Die Neutronen werden dabei über Stöße mit den Wasserstoffkernen im Paraffin thermalisiert. [1] [4]

### 1.3 $^3\text{He}$ Gasdetektortechnologie

Die abzulösende  $^3\text{He}$  Gasdetektortechnologie besteht aus einzelnen Zählrohren, die zu einer Detektorfläche zusammengesetzt werden. Abbildung 1 stellt den schematischen Aufbau eines Zählrohrs dar, das als Neutronendetektor eingesetzt wird. In der Mitte eines luftdicht abgeschlossenen und mit  $^3\text{He}$  gefüllten Rohrs ist ein Leitungsdraht gespannt, wobei eine Hochspannung zwischen diesem und dem Zählrohr anliegt.

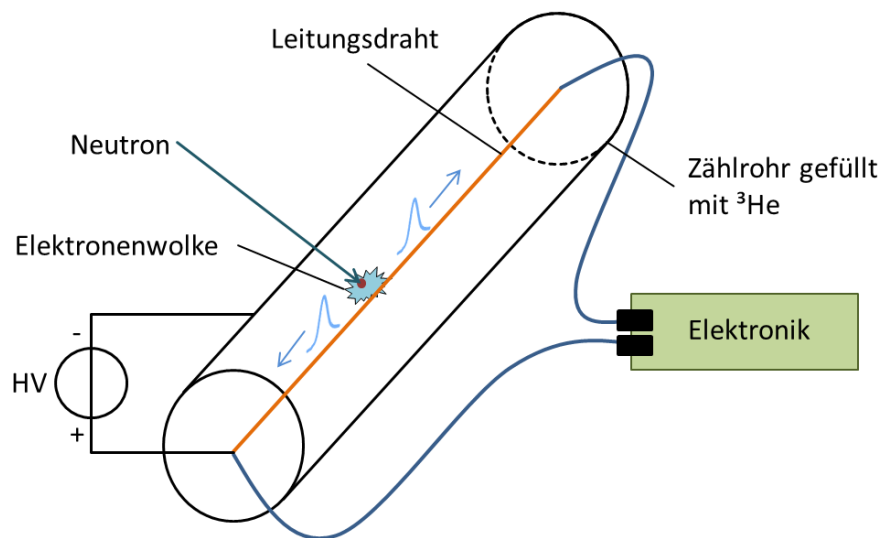


Abbildung 1: Schematische Darstellung eines Zählrohrs das mit  $^3\text{He}$  gefüllt ist. Ein ein-treffendes Neutron erzeugt ein Signal, das sich auf dem Leitungsdraht in beide Richtungen ausbreitet und auf die Ausleseelektronik gegeben wird.

Tritt ein Neutron in das Zählrohr ein und trifft auf ein  $^3\text{He}$  Isotop findet eine Kernreaktion statt, bei der Sekundärteilchen entstehen. Diese Sekundärteilchen ionisieren das Gas, sodass freie Elektronen und Ionen erzeugt werden. Durch die zwischen dem Zählrohr und dem Leitungsdraht angelegte Hochspannung, werden die Ionen zum Zählrohr und die freien Elektronen entlang der Feldlinien zum Leitungsdraht hin beschleunigt. Dabei lösen sie

weitere Elektronen aus, sodass eine Elektronenwolke entsteht. Die dadurch zwischen dem Leitungsdraht und Zählrohr erzeugte Ladungstrennung induziert ein elektrisches Signal, das sich auf dem Leitungsdraht in beide Richtungen ausbreitet. Über Anschlüsse an den Enden des Leitungsdrahts werden die Signale auf eine Ausleseelektronik gegeben.

Es gibt zwei unterschiedliche Möglichkeiten die Signalanalyse in der Ausleseelektronik zu realisieren. Es kann der Unterschied in der Pulshöhe, welcher durch den Widerstand des Leitungsdrahts entsteht bestimmt werden, oder es wird der Laufzeitunterschied zwischen den beiden Signalen ermittelt. Über diese Unterschiede lässt sich bestimmen an welcher Position der Längsachse das Neutron eine Kernreaktion auslöste. Für eine flächendeckende Detektion werden mehrere Zählrohre nebeneinander angeordnet, sodass die zweite Achse aufgelöst wird. Die Auflösung des Gasdetektors in der Längsachse der Zählrohre hängt von der Genauigkeit der Ausleseelektronik ab. Die Auflösung in Richtung der nebeneinander angeordneten Zählrohre wird durch deren Durchmesser bestimmt. Das Gasgemisch wird zudem noch unter Druck gesetzt, damit durch die höhere Atomdichte die Einfangwahrscheinlichkeit für Neutronen steigt. [5]

## 1.4 Szintillationsdetektor POWTEX

Als Alternative zu den Gasdetektoren soll der für das Projekt "Entwicklung eines Detektorprototypen für das Experiment POWder and TEXTure Diffractometer" (POWTEX) geplante Szintillationsdetektor entwickelt werden, dessen schematischer Aufbau in Abbildung 2 dargestellt ist. Die Detektionsfläche bildet ein Szintillator, in dem beim Auftreffen von Neutronen eine Kernreaktion stattfindet. Bei dieser Reaktion entstehen energiereiche Sekundärteilchen, die durch Ionisation freie Elektronen erzeugen. Bei Rekombinierungsprozessen im Szintillator werden Photonen mit einem bestimmten Wellenlängenbereich emittiert. Der Wellenlängenbereich der Photonen und der Bereich des Absorptionsspektrums der WLSF, die unter dem Szintillator orthogonal zueinander angeordnet sind, müssen übereinstimmen. Der in den WLSF absorbierte Teil der Photonen wird mit einer größeren Wellenlänge wieder isotrop emittiert und die im Akzeptanzwinkel der WLSF liegenden Photonen auf einen Pixel des MaPMTs transportiert. Der MaPMT muss sensitiv für die Wellenlänge der von den WLSF abgegebenen Photonen sein, sodass diese im MaPMT Photoelektronen erzeugen, welche anschließend beschleunigt und vervielfacht werden. Das so erzeugte elektrische Signal lässt sich für jeden Pixel auslesen und weiterverarbeiten, welches die nachgeschaltete Ausleseelektronik übernimmt. Durch die gekreuzte Anordnung der WLSF und den nach einem Ereignis in verschiedenen Pixeln des MaPMTs auftretenden Signalen, kann die Position des eingefangenen Neutrons bestimmt werden. Der Vorteil eines Detektorkonzepts mit WLSF liegt in der zur Detektorfläche deutlich verringerten, teuren lichtempfindlichen Fläche (MaPMT). Die einzelnen Komponenten des gerade besprochenen Detektorkonzepts werden in nachfolgenden Punkten genauer beschrieben. [6]

In Anhang A ist der Prototyp des entwickelten Detektorkopfs zu sehen, welcher bereits mit WLSF bespannt ist. Auf die WLSF wird der Szintillator aufgesetzt, was durch seine mechanische Empfindlichkeit zum Schluss erfolgt. Die WLSF führen auf mehrere MaPMTs, die im Fuß des Detektorkopfs eingesetzt werden und hinter denen die Ausleseelektronik

positioniert wird.

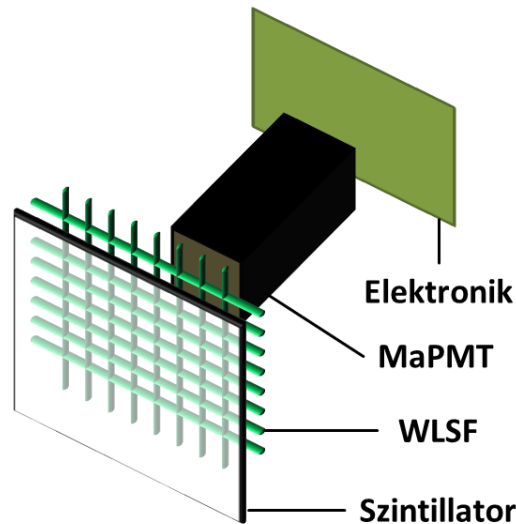


Abbildung 2: Schematischer Aufbau des Szintillationsdetektors nach POWTEX

#### 1.4.1 Szintillatoren

Szintillatoren sind Materialien, die durch das Absorbieren von Strahlung Licht emittieren. Dabei können sie je nach verwendetem Material sensitiv für eine oder mehrere Strahlungsarten sein, zu denen  $\alpha$ -,  $\beta$ -,  $\gamma$ - und Neutronen-Strahlung zählen. Die Qualität des verwendeten Szintillators lässt sich nach verschiedenen Eigenschaften beurteilen.

Die Abklingzeit eines Szintillators sollte möglichst kurz sein, damit ein schnelles Detektieren weiterer Neutronen ermöglicht wird. Für eine bessere Ortsauflösung muss die Transparenz des Szintillators möglichst groß sein, wodurch die Photonenstreuung minimiert wird. Die Anzahl der erzeugten Photonen spielt bei dem Detektorkonzept POWTEX eine besondere Rolle, da durch die eingesetzten WLSF eine zusätzliche Dämpfung auftritt. Je nach Einsatz des Szintillators muss die Empfindlichkeit auf andere Strahlungsarten, als der zu messenden, gering gehalten werden. Beim Einsatz im Neutronendetektor ist z.B. die Empfindlichkeit auf  $\gamma$ -Strahlung zu berücksichtigen und zu minimieren. Das Emissionsspektrum der erzeugten Photonen muss mit dem Absorptionsspektrum der nachfolgenden Einheit (WLSF oder MaPMT) bestmöglich übereinstimmen, um die Photonenverluste zu minimieren. [7] [8]

Szintillatoren lassen sich in verschiedene Arten unterteilen. Eine Gruppe bilden organische Szintillatoren, die sich in organische Kristalle, organische Flüssigkeiten und Plastik-Szintillatoren gliedern lassen. Plastik-Szintillatoren bestehen aus organischem Material, das in einem festen Plastiklösungsmittel gebunden ist. Der Vorteil von organischen Szintillatoren liegt in ihrer sehr kurzen Abklingzeit. Da organische Szintillatoren thermische Neutronen nicht absorbieren, kommen sie für den Bau des geplanten Neutronendetektors nicht in Frage. Aufgrund dessen wird in dieser Arbeit nicht genauer auf sie eingegangen. [9]

Die zweite Gruppe bilden die anorganischen Szintillatoren. Ihr Vorteil liegt in ihrer höheren Dichte, wodurch sie auch höher energetische Strahlung absorbieren können. Zu den anorganischen Szintillatoren zählen, Gas-Szintillatoren, Kristall-Szintillatoren und Glas-Szintillatoren. Glas-Szintillatoren sind extrem widerstandsfähig gegen alle organischen und anorganischen Substanzen. Die Ausnahme bildet Flusssäure, von ihr werden Glas-Szintillatoren zerstört. Ihr hoher Schmelzpunkt und ihre Stabilität machen es möglich sie unter extremen Umweltbedingungen einzusetzen. Die Abklingzeit von Glas-Szintillatoren liegt bei  $\approx 50$  ns, aber die ausgebeutete Lichtmenge ist eher gering. Ein Problem bei anorganischen Szintillatoren für Neutronendetektoren ist, dass sie ebenfalls sensitiv für  $\beta$ - und  $\gamma$ -Strahlung sind. [9] [10]

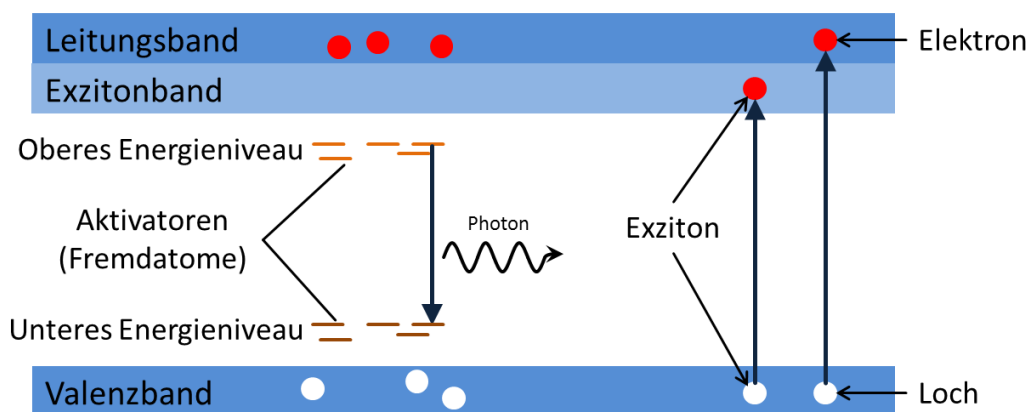


Abbildung 3: Bändermodell eines anorganischen Szintillators mit Leitungs-, Exziton- und Valenzband. Durch Ionisation können freie Elektronen oder Exzitonen erzeugt werden, die beim Zurückfallen Photonen emittieren.

Da der im Neutronendetektor eingesetzte Szintillator ein anorganischer Szintillator ist, soll deren Funktionsweise genauer beschrieben werden. Abbildung 3 zeigt das Bändermodell eines anorganischen Szintillators, mit Leitungs-, Exziton- und Valenzband. Tritt ein ionisierendes Teilchen in den Szintillator ein, werden Elektron-Lochpaare gebildet. Beim Eintreten eines Neutrons, in den Szintillator, leitet dieses eine Kernreaktion ein, bei der Sekundärteilchen entstehen, die anschließend Ionisationen erzeugen. Die Kernreaktion ist erforderlich, da das Neutron durch seine elektrische Neutralität keine unmittelbare Ionisation erzeugen kann. Die vom Szintillator erzeugte Photonenmenge hängt somit nicht von der kinetischen Energie des Neutrons ab, da die bei der Kernreaktion freigesetzte Energie identisch bleibt. Bei der Ionisation kann entweder ein Elektron vom Valenzband in das Leitungsband angehoben werden, wodurch ein freies Elektron und ein freies Loch erzeugt wird, oder es wird ein Exziton erzeugt, indem ein Elektron von dem Valenzband in das Exzitonband angehoben wird, das direkt unter dem Leitungsband liegt. In diesem Zustand bilden das Elektron und sein Loch ein Paar, das sich gemeinsam durch den Szintillator bewegt. [11]

Es gibt viele Rekombinationsprozesse, nur einige von ihnen sind mit der Emission eines



Photons gekoppelt. Meistens sind dafür Fremdatome erforderlich, die dann Aktivatoren genannt werden. Im Folgenden wird ein Rekombinationsprozess beschrieben.

In dem Kristall befinden sich eingebrachte Aktivatoren, mit Energieniveaus die sich zwischen dem Leitungs- und dem Valenzband befinden (Abbildung 3). Ein freies Loch, oder das Loch eines Exzitons, das auf einen eingebrachten Aktivator trifft, ionisiert diesen, indem ein Elektron von dem unteren Energieniveau in das Valenzband fällt. Der Aktivator befindet sich dadurch in einem angeregten Zustand und ein freies Elektron, oder das Elektron eines Exzitons fällt auf das obere Energieniveau des Aktivators (Rekombinierungsprozess). Beim Zurückfallen in den Grundzustand (das Elektron fällt vom oberen Energieniveau des Aktivators auf das untere Energieniveau) wird ein Photon emittiert. Die Zeit bis zum Zurückfallen in den Grundzustand hängt von der Lebensdauer des angeregten Zustands und der Temperatur ab. Die Wellenlänge des emittierten Photons wird durch den eingebrachten Aktivator bestimmt und beträgt für z.B. Silber 450 nm (blau). [9]

#### 1.4.2 Wavelength Shifting Fiber

In dem vorgestellten Neutronendetektor haben die Wavelength Shifting Fiber (WLSF) die Aufgabe, das vom Szintillator emittierte Licht zu absorbieren und mit einer vergrößerten Wellenlänge zum MaPMT zu transportieren. Abbildung 4 zeigt das Absorptions- und Emissionsspektrum von drei verschiedenen WLSF-Typen, wobei zu erkennen ist, dass verschiedene Wellenlängen mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit absorbiert und mit einer größeren Wellenlänge wieder emittiert werden.

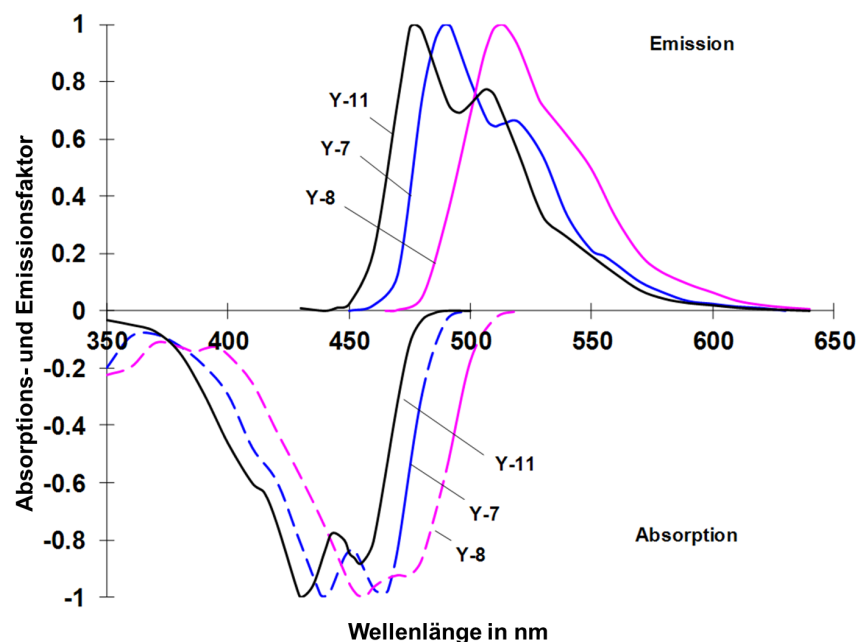


Abbildung 4: Absorptions- und Emissionsspektrum von drei verschiedenen WLSF-Typen. [12]

Die WLSF besitzen eine bestimmte Farbkonzentration, welche beim Herstellungsprozess festgelegt wird und in ppm angegeben ist. Mit einer höheren Farbkonzentration steigt die Wahrscheinlichkeit, dass ein in die WLSF eintretendes Photon absorbiert wird. Für die in der WLSF geführten Photonen erhöht sich, mit steigender Farbkonzentration, die Dämpfung. Bei der Planung und Produktion muss also die optimierte Farbkonzentration für den entsprechenden Einsatz, berücksichtigt werden.

Die vom Szintillator emittierten Photonen werden zum Teil von den dotierten (Farb)-Partikeln absorbiert, wodurch diese in einen angeregten Zustand gelangen. Das Zurückfallen in den Grundzustand geschieht mit der Emission eines Photons, dessen Wellenlänge z.B.  $\approx 520$  nm (grün) beträgt. Durch die Energieabnahme beim Zustandswechsel, ist nur eine Verschiebung in größere Wellenlängenbereiche möglich. Der von den isotrop emittierten Photonen, durch Totalreflexion (Akzeptanzwinkel) in der WLSF transportierte Anteil, unterliegt einem Dämpfungsfaktor, während er zum MaPMT transportiert wird. [9]

Um möglichst viele Photonen in der WLSF zu halten, wird eine äußere Hülle aufgebracht, die den Akzeptanzwinkel vergrößert. Diese Hülle besteht aus Acrylglas mit der chemischen Bezeichnung Polymethylmethacrylat (PMMA) und hat einen etwas kleineren Brechungsindex als der Kern, welcher aus Polystyrol (PS) besteht. Durch das Einschließen in eine zweite Hülle kann der Akzeptanzwinkel nochmals vergrößert werden, wobei sich der Akzeptanzwinkel aus der Differenz von den Brechungsindexen des Kerns und der äußeren Hülle berechnet. Abbildung 5 stellt die Stirnfläche einer WLSF mit einfacher Hülle links und mit mehrfacher Hülle rechts dar, wobei die Dicke jeder Hülle 3% des Kerndurchmessers beträgt. Durch den größeren Akzeptanzwinkel, mit einer zweiten Hülle, steigt die Anzahl der reflektierten Photonen. [12]

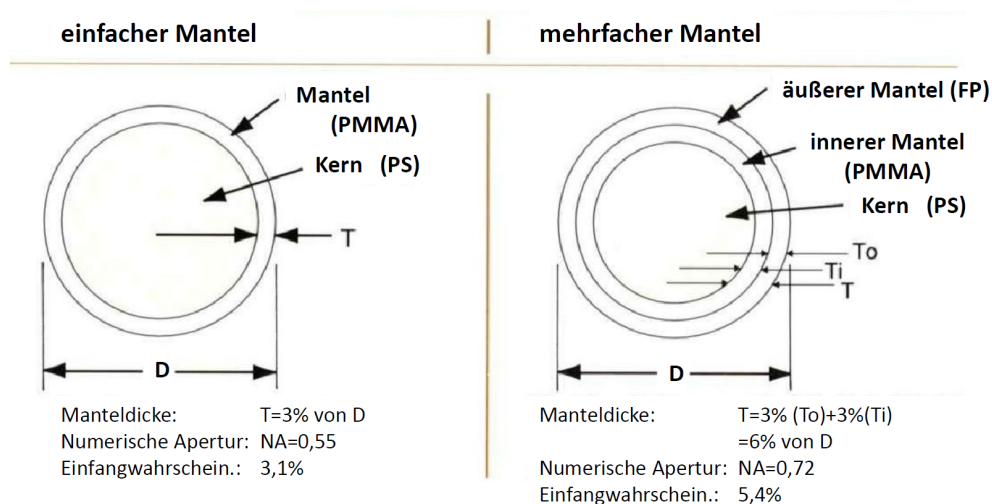


Abbildung 5: Stirnfläche einer WLSF, links mit einfacher Hülle, rechts mit mehrfacher Hülle. [12]

In Abbildung 6 wird der Querschnitt einer WLSF gezeigt, wobei im oberen Teil eine WLSF mit einfacher Hülle und im unteren Teil mit mehrfacher Hülle dargestellt ist. Ein Photon tritt ein und wird nach der Absorption wieder isotrop emittiert. Die dabei nicht im Akzeptanzwinkel der WLSF emittierten Photonenanteile verlassen diese. Der reflektierte Photonenanteil wird solange transportiert wie sich der Winkel, in dem die Photonen auf die Hülle treffen, nicht verändert, welches nur durch ein Biegen der Fiber hervorgerufen werden kann.

Bei der Verarbeitung von WLSF gilt es verschiedene Dinge zu beachten, um diese nicht zu beschädigen, was eine höhere Dämpfung zur Folge hätte. Die WLSF dürfen um keine zu engen Biegeradien gebogen werden und das Biegen sollte bei einer Temperatur von  $60^{\circ}\text{--}80^{\circ}\text{C}$  erfolgen. Wird dies nicht berücksichtigt kann es zu kleinen Rissen in der WLSF kommen, welche die Dämpfung erhöhen, weil an den Rissen vermutlich die Photonen austreten und nicht wieder zurück reflektiert werden. Die Stirnflächen müssen poliert werden, um ein möglichst verlust- und streuungsarmes Austreten der Photonen zu gewährleisten.

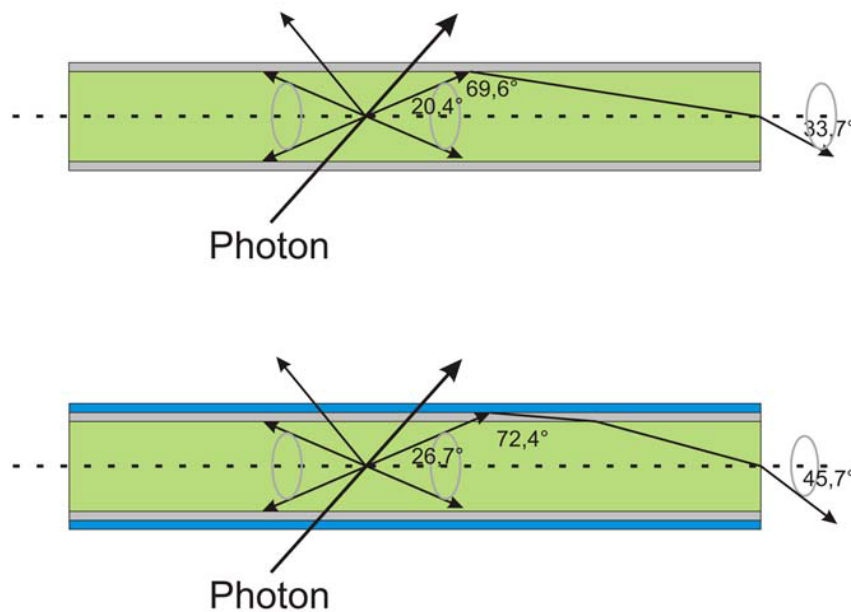


Abbildung 6: Querschnitt einer WLSF mit eintretendem Photon und Emission von Photonenanteilen unter verschiedenen Winkeln. Oben mit einfacher Hülle und unten mit mehrfacher Hülle. [12]

Die von der WLSF eingefangene und zum MaPMT transportierte Photonenmenge berechnen sich nach Formel 1 aus [7].

$$n = N_{Phot} * \eta_{abs} * \eta_{konv} * \omega_{trap} * \eta_{loss} \quad (1)$$

$N_{Phot}$  gibt dabei die Anzahl der vom Szintillator erzeugten Photonen an, welche nur zu einem bestimmten Teil in der WLSF absorbiert werden, was mit dem Faktor  $\eta_{abs}$  berücksichtigt ist.  $\eta_{konv}$  gibt an, wie viele der absorbierten Photonen konvertiert und mit einer größeren Wellenlänge isotrop emittiert werden. Von den isotrop emittierten Photonen liegt nur ein bestimmter Anteil im Akzeptanzwinkel der WLSF, welches durch  $\omega_{trap}$  berücksichtigt wird. Für die Dämpfung der WLSF und verschiedene andere Verlustfaktoren (z.B. Krümmung der Fiber) wurde  $\eta_{loss}$  eingefügt. [7]

### 1.4.3 Photomultiplier

Ein Photomultiplier (PMT) erzeugt aus Photonen, durch den photoelektrischen Effekt, Photoelektronen und verstärkt diese zu einem messbaren Signal. Abbildung 7 zeigt den schematischen Aufbau eines PMTs, der einen Anschluss für die Hochspannung (Beschleunigungsspannung), einen Signalausgang und einen gemeinsamen Masseanschluss besitzt. Auf der Innenseite des Einfallfensters ist eine Photokathodenschicht aufgebracht, die aus einem photoaktiven Halbleiter besteht und an der die Beschleunigungsspannung anliegt. Die Photokathode bestimmt in welchem Spektrum der PMT sensitiv für Photonen ist, wobei der Bereich vom infraroten bis zum ultravioletten Spektrum reichen kann. Hinter der Photokathode befindet sich eine Dynodenstruktur, welche die erzeugten Photoelektronen beschleunigt und vervielfacht. Die einzelnen Dynoden liegen dabei auf unterschiedlichen Potenzialen, die von einem Spannungsteiler erzeugt werden, den die Beschleunigungsspannung speist. Der Potenzialunterschied zur ersten Dynode ist dabei größer, als der Unterschied zwischen den nachfolgenden Dynoden. Damit wird eine starke Fokussierung auf die erste Dynode erreicht. Das durch die Beschleunigungsspannung erzeugte elektrische Feld bestimmt direkt den Verstärkungsfaktor. Die letzte Dynode wird auch als Anode bezeichnet und ist mit dem Signalausgang des PMTs verbunden.

Trifft ein Photon auf die Photokathodenschicht, wird durch den photoelektrischen Effekt ein Photoelektron herausgelöst. Das Photoelektron wird durch das elektrische Feld beschleunigt und zu der ersten Dynode hin fokussiert. Beim Auftreffen auf die erste Dynode werden mehrere Elektronen herausgelöst, die durch das elektrische Feld nun zur zweiten Dynode hin beschleunigt werden. Dieser Vorgang wiederholt sich an jeder Dynode, wodurch eine immer größere Anzahl an Elektronen herausgelöst werden, die an der Anode einen Stromimpuls erzeugen. Neben der Verstärkung des Signals findet gleichzeitig eine Verbreiterung (im Zeitbereich) statt, welche durch die unterschiedlichen Laufzeiten der Elektronen entsteht. Das kleinste mögliche Signal, welches erzeugt werden kann, ist das eines einzelnen Photoelektrons. Die Verstärkung des PMTs ist von diesem kleinsten Signal an linear, bis das Sättigungslevel (Maximum auszulösender Elektronen aus den Dynoden)

erreicht ist. Werden zu viele Photoelektronen herausgelöst kann der PMT zerstört werden, weshalb er stets abgedunkelt betrieben werden muss. [9]

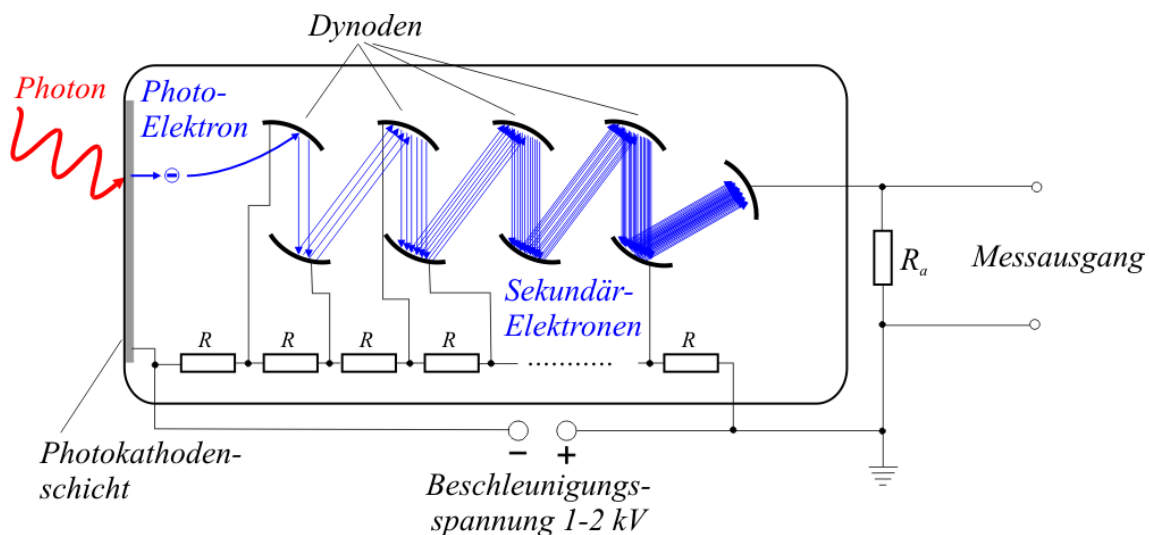


Abbildung 7: Schematischer Aufbau eines PMTs mit einfallendem Photon, das ein Photoelektron auslöst. Dieses wird entlang der Dynoden beschleunigt, vervielfacht und als Ausgangssignal auf den Messausgang gegeben. [13]

Bei der Auswahl eines PMTs gilt es bestimmte Kriterien zu beachten, wobei für jeden Einsatzbereich jeweils anderen Kriterien eine größere Bedeutung zukommt. Die auf den PMT gegebenen Photonen können direkt von einem Szintillator aus kommen, oder wie im geplanten Szintillationsdetektor, von WLSF auf den MaPMT gegeben werden. Dabei müssen der Wellenlängenbereich der Photonen und der spektrale Bereich der Photokathodenschicht aufeinander abgestimmt sein. Die Quantum Effizienz, welche in Formel 2 aus [7] berechnet wird, gibt an wie viel Prozent der auftreffenden Photonen in ein Photoelektron konvertiert werden.

$$QE = \frac{\text{Anzahl der Photoelektronen}}{\text{Anzahl der Photonen}} * 100\% \quad (2)$$

Besitzt der PMT mehrere Kanäle (Pixel) sollte die Inhomogenität in der Verstärkung zwischen den einzelnen Pixeln möglichst gering sein, um die Signale in der Ausselektronik nicht zu stark angleichen zu müssen. Mit einer großen Verstärkung des PMTs ist es möglich auch sehr kleine Signale zu erfassen, wobei ein einzelnes Photoelektron das kleinste mögliche Signal darstellt. Bei zeitkritischer Detektion muss die Geschwindigkeit, welche sich aus der Anstiegs- und Transferzeit zusammensetzt, möglichst schnell sein. Im Zeitbereich muss neben der Laufzeit auch das Verbreitern (Verschmieren), durch die unterschiedliche Weglängen der Elektronen, berücksichtigt werden. Dem zu messenden Signal überlagert

sich ein Rauschsignal, das hauptsächlich durch den Dunkelstrom erzeugt wird. Dieser entsteht durch das thermische Auslösen von Photoelektronen aus der Photokathodenschicht. Die Anzahl der thermisch ausgelösten Photoelektronen ist dabei stark temperaturabhängig und sinkt je kälter die Photokathode ist. [7]

Für die ortsempfindliche Erfassung von Signalen gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten. Es kann ein ortsempfindlicher PMT eingesetzt werden, welcher eine große Detektionsfläche und mehrere Signalausgänge besitzt. Er hat mehrere in X-Richtung und Y-Richtung angeordnete Dynodendrähte, die über ein Widerstandsnetzwerk ausgelesen werden. Über eine Bestimmung des Schwerpunkts für beide Achsen lässt sich der Ort an der Photokathode bestimmen, an dem die Photoelektronen ausgelöst wurden. Die Ortsauflösung ergibt sich durch die Anzahl der Anoden (Dynodendrähte) und die Größe der Detektionsfläche, wobei die Signalstreuung in der Dynodenstruktur keine beliebig hohe Auflösung ermöglicht. Für Positionen auf der Photokathode variiert die Verstärkung und hängt ab von der Inhomogenität der Photokathode und der Dynodenstruktur. Ein MaPMT stellt die zweite Möglichkeit für eine Ortsauflösung dar. Er hat viele Pixel (einzelne Kanäle) mit einem eigenen Signalausgang, sodass keine Schwerpunktbestimmung erforderlich ist. Die Verstärkung der einzelnen Pixel ist ungleichmäßig, welches sowohl von der Verstärkung der Dynodenstruktur, als auch Inhomogenität der Photokathode abhängt. [14]



## 2 Multi Anode ReadOut Chip 3 und Evaluation-Board

Für den von der Firma OMEGA entwickelten ASIC MAROC3 (Multi Anode ReadOut Chip 3) steht ein Evaluation-Board (Testplatine) zur Verfügung. Dieses wurde von der Abteilung Laboratoire De L'Accelérateur Lineaire (LAL) gefertigt und ist in Abbildung 8 gezeigt. Der MAROC3 wird über einen FPGA angesteuert und über eine USB-Schnittstelle wird, die Datenverbindung zu einem Computer hergestellt. Für die Kommunikation mit dem Evaluation-Board steht eine Benutzersoftware zur Verfügung. Über Mess- und Prüfkontakte auf dem Evaluation-Board ist eine fast vollständige Analyse des MAROC3 möglich. Für Messungen mit einem MaPMT befindet sich, links auf dem Evaluation-Board (in Abbildung 8 zu sehen), ein Kontaktfeld mit 64 Signaleingängen (MAROC3), die in einer 8x8-Matrix angeordnet sind. Jeder der 64 Eingangskanäle besitzt einen eigenen Signalpfad, im MAROC3, sodass die Signale aller 64 Eingänge parallel verarbeitet werden können.

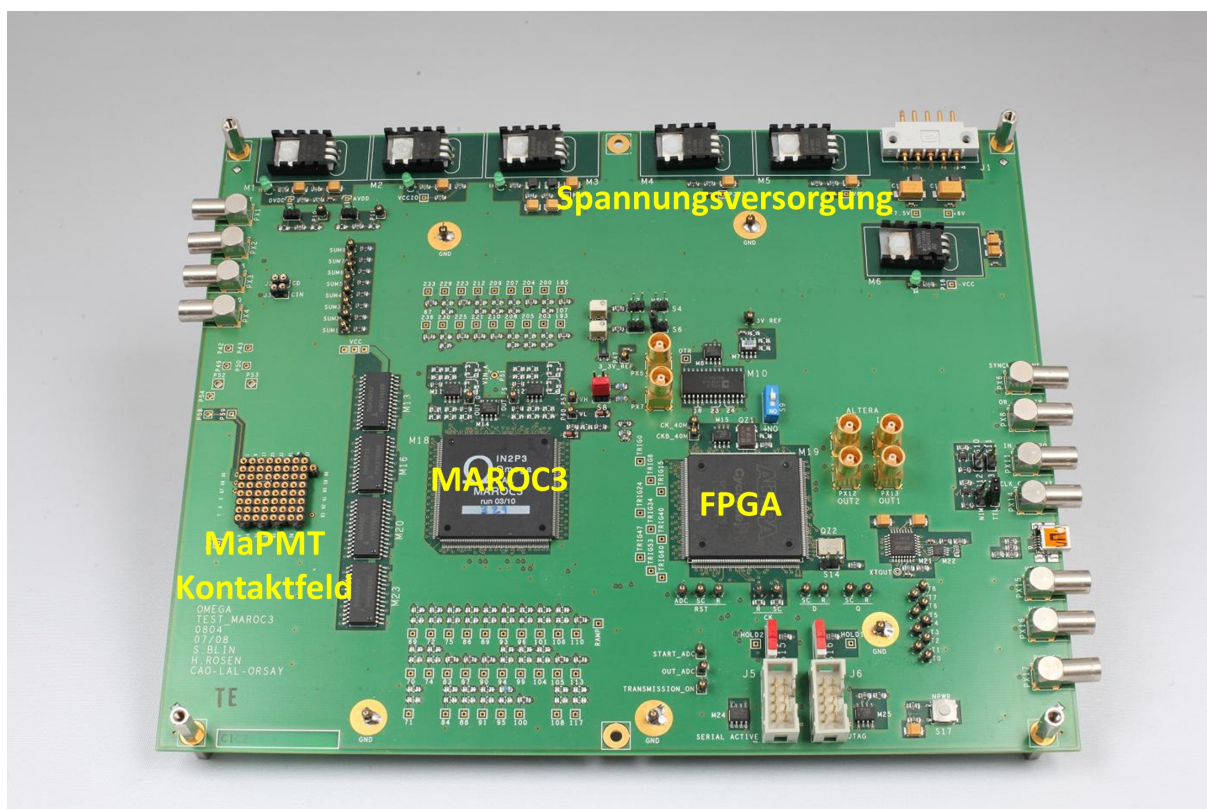


Abbildung 8: Evaluation-Board des MAROC3



## 2.1 Aufbau und Funktionen des MAROC3

Der MAROC3 wurde speziell für das Auslesen von MaPMTs entwickelt. Produziert wird er von der Firma Austria Micro Systems (AMS), in einer 0,35 mm SiGe-Technologie, mit einer reinen Chipfläche von 16 mm<sup>2</sup>. Seine Spannungsversorgung beträgt 0 V - 3,5 V und nimmt im Betrieb 220 mW ( $\Rightarrow$  3,5 mW/Kanal) Leistung für 64 Kanäle auf. Alle Parameter für die internen Einstellungen des MAROC3, werden in Registern hinterlegt, die seriell programmierbar sind. Weitere Einstellungen werden direkt über die Potenziale an verschiedenen Eingangskontakten verändert. [15]

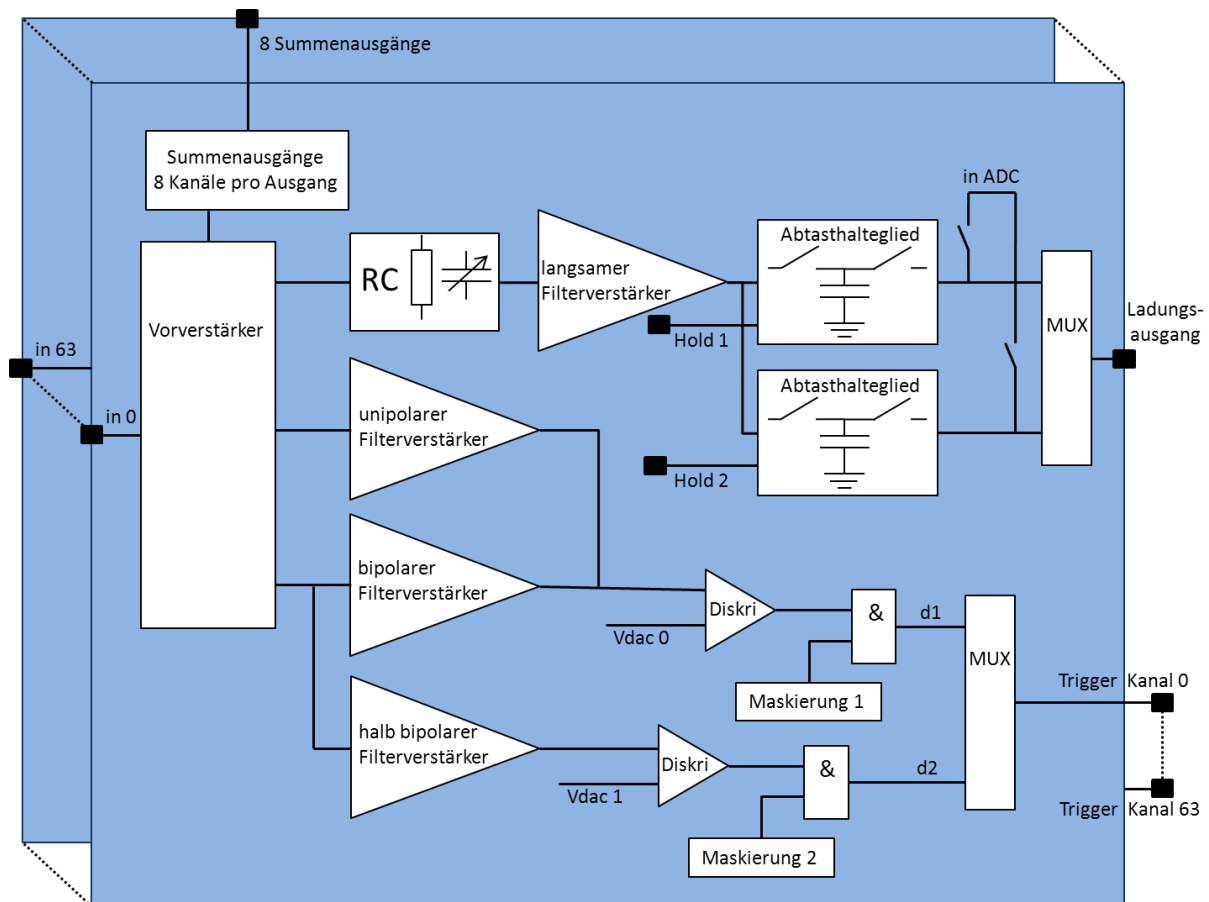


Abbildung 9: Funktionsblockschaltbild eines einzelnen Kanals des MAROC3

Abbildung 9 zeigt das Funktionsblockschaltbild für einen Kanal des MAROC3, wobei alle 64 Kanäle identisch sind. Die Kontaktpinne des MAROC3 sind durch schwarze Rechtecke gekennzeichnet, so auch der Signaleingang links in Abbildung 9. Das Eingangssignal wird auf einen Vorverstärker mit niedriger Eingangsimpedanz gegeben, wodurch ein rauscharmer Kontakt zum MaPMT hergestellt wird. Aus jeweils acht Vorverstärkersignalen wird ein Summenausgang gebildet, sodass acht Summensignale aus jeweils acht Kanälen als Messausgang vorhanden sind. Um die aufgetretenen Ereignisse (Eingangsimpulse) zu zäh-

len und für die Erzeugung eines Triggersignals, stehen ein unipolarer und ein bipolarer Filterverstärker (fast shaper) zur Verfügung. Es kann nur einer von ihnen ausgewählt werden, dessen Ausgangssignal auf einen nachgeschalteten Diskriminator gegeben wird. Die Vergleichsspannung für den Diskriminator ist (in Abbildung 9) mit  $V_{dac\ 0}$  bezeichnet. Dieser Signalpfad ist so dimensioniert, dass Ladungen bereits ab 10 fC eindeutig detektiert werden können. Außerdem steht ein weiterer bipolarer fast shaper zur Verfügung, dessen Eingangssignal halbiert wird und so ein weiterer Charakterisierungsparameter zur Puls-erkennung und Verarbeitung zur Verfügung steht. Das Ausgangssignal dieses halb bipolaren fast shapers wird auf einen zweiten Diskriminator gegeben, der als Vergleichsspannung  $V_{dac\ 1}$  hat. Die Ausgänge der zwei Diskriminatoren führen jeweils in ein UND-Gatter, mit denen sich die Ausgangssignale, für den entsprechenden Kanal, ein- oder ausschalten lassen. Nach der, durch die UND-Gatter realisierten, Maskierung werden die Signale d1 und d2 (siehe Abbildung 9) für alle Kanäle abgegriffen und in einem gemeinsamen Funktionsblock weiter verwendet, welcher später im Text erläutert wird. Anschließend werden die beiden Diskriminatorpfade gemultiplext, welches interne Register steuern und als Triggersignal ausgegeben.

Für die genaue Bestimmung der Eingangsladung steht ein weiterer Signalpfad zur Verfügung, indem das Ausgangssignal des Vorverstärkers in einen RC-Speicher und anschließend auf den nachgeschalteten Filterverstärker (slow shaper) gegeben wird. Die Filterzeit des slow shapers lässt sich variieren, und es können Eingangsladungen bis 15 pC verarbeitet werden, ohne den Sättigungsbereich zu erreichen. Am Ausgang wird das Signal auf zwei Abtasthalteglieder gegeben, deren Abtastsignal (Hold 1 und Hold 2) mit den beschriebenen fast shapern erzeugt werden. Ein Abtasthalteglied hat die Aufgabe das Signalmaximum zu erfassen, während das andere für die Erfassung des Grundrauschens eingesetzt wird. Mit Softwareeinstellungen wird bestimmt, von welchem Abtasthalteglied der erfasste Spannungswert, in dem internen ADC, digitalisiert wird. Über einen Multiplexer lässt sich, für eine externe Weiterverarbeitung, ein Signalpfad (per Softwareeinstellung) an dem Ladungsausgang ausgegeben.

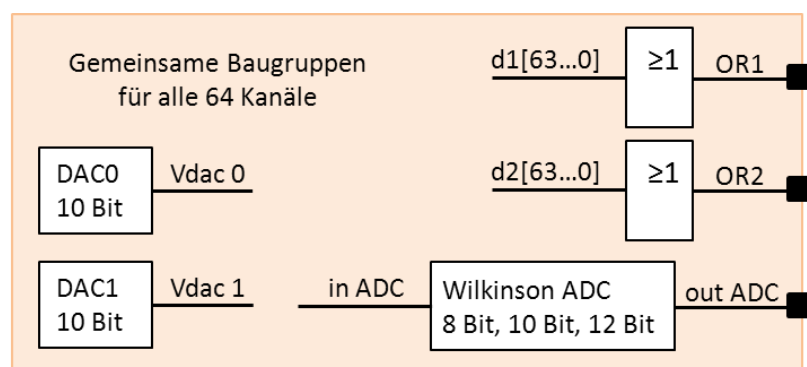


Abbildung 10: Funktionsblockschaltbild einmal vorhandener Bauteilgruppen des MAROC3

Das Funktionsblockschaltbild in Abbildung 10 zeigt Bauteilgruppen, die einmal vorhanden sind und von allen Kanälen gemeinsam genutzt werden. Für die Erzeugung der beiden Schwellenwertspannungen ( $V_{dac\ 0}$  und  $V_{dac\ 1}$ ), ist jeweils ein 10 Bit Digital Analog Konverter (DAC) vorhanden. Der interne Wilkinson ADC, dessen Eingangssignal wie oben beschrieben hinter den Abtasthaltegliedern abgegriffen wird, startet die Digitalisierung mit dem Holdsignal, der Abtasthalteglieder und verarbeitet alle 64 Kanäle nacheinander. Dabei können die Auflösungen 8 Bit, 10 Bit und 12 Bit eingestellt werden. Für jeden Diskriminatorpfad ist ein sogenannter OR-Ausgang vorhanden. Deren Eingänge sind die Signalabgriffe d1 und d2, welche im vorherigen Absatz erwähnt wurden. Dabei sind die Signale aller 64 Kanäle miteinander Oder-Verknüpft. Somit folgt immer wenn in einem Diskriminatorpfad (64) ein Triggersignal erzeugt wird, ein logisches Signal (TTL) aus dem entsprechenden OR-Ausgang. [15]

### 2.1.1 Vorverstärker

Das Eingangssignal kann über die 8x8-Matrix (links in Abbildung 8), für den Anschluss eines MaPMTs, direkt auf die einzelnen Eingangskanäle der Vorverstärker gegeben werden, oder das Eingangssignal wird über den Testeingang (Ctest) auf der Platine eingespeist und kann per Softwareeinstellung auf die einzelnen Eingangskanäle des MAROC3 geschaltet werden. Dem Testeingang ist für die Erzeugung einer Eingangsladung ein 2 pF Kondensator vorgeschaltet.

Der Vorverstärker besteht aus drei einzelnen Bauteilgruppen. Die erste Bauteilgruppe bildet eine Basisschaltung mit der Aufgabe die Eingangsimpedanz zu minimieren. Um die unterschiedlichen Signalstärken der vom MaPMT kommenden Pixelströme auszugleichen, wird das Signal mit der in Abbildung 11 gezeigten Schaltung (zweite Bauteilgruppe des Vorverstärkers) variabel verstärkt.

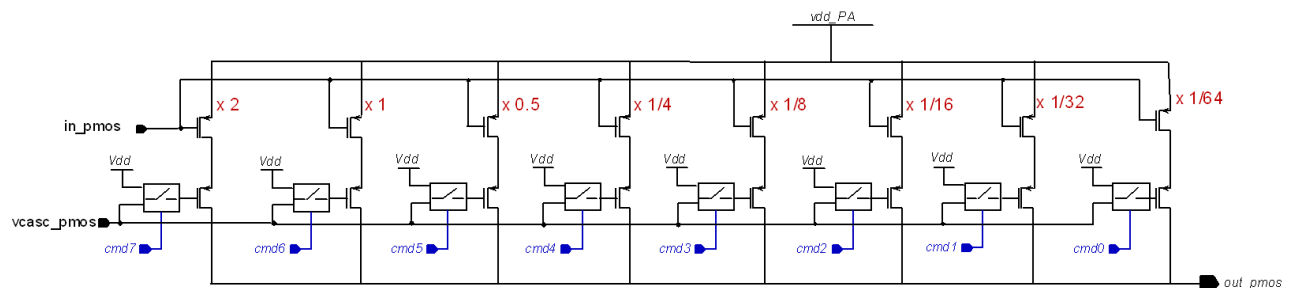


Abbildung 11: Bauteilgruppe des Vorverstärkers, für die Variation des Verstärkungsfaktors. Durch das Hinzuschalten von einzelnen Strömen, per Softwareeinstellung, wird das Ausgangssignal (Summenstrom) gebildet. [15]

Die Schaltung hat verschiedene Strompfade mit einer unterschiedlichen Verstärkung, die zu dem Ausgangssignal aufaddiert werden. Der minimale Faktor für eine Dämpfung des Signals ist 1/64 und der maximale Verstärkungsfaktor, welcher sich aus der Zusammenschaltung aller Ströme ergibt ( $2 + 1 + 1/2 + 1/4 + 1/8 + 1/16 + 1/32 + 1/64$ ), ist 3,984.

Das Zuschalten der einzelnen Ströme wird durch Feldeffekttransistoren (FETs) realisiert, welche über die Software angesteuert werden. Die Verstärkung lässt sich mit einer Genauigkeit von 8 Bit (0 - 255) einstellen und hat eine Auflösung von  $1/64$ . [15]

Die dritte Bauteilgruppe bildet eine Stromspiegelschaltung, die den Summenstrom an den Ausgang des Vorverstärkers spiegelt. Die Stromspiegelschaltung ist etwas größer dimensioniert (auf der Halbleiterebene) um den Early-Effekt zu minimieren, wodurch die Linearität erhöht wird. Je größer die Dimensionen der Stromspiegelschaltung sind, desto geringer ist deren Geschwindigkeit, sodass die gewählte Größe ein Kompromiss zwischen Linearität und Geschwindigkeit ist. [15]

### 2.1.2 Summenausgänge

Der MAROC3 besitzt acht Summenausgänge, wobei jedem Summenausgang acht Kanäle zugewiesen sind. Über die Softwareeinstellungen kann gewählt werden, welcher der acht Kanäle auf den Ausgang gegeben wird und zum Summensignal beiträgt. Die Ausgangsströme der Vorverstärker werden ohne Filterung aufaddiert, sodass sich auch die Gleichsignalanteile überlagern. Das gebildete Ausgangssignal wird über einen Impedanztransformator ausgegeben und kann als gemeinsamer Signalausgang, für die Erfassung eines Ereignisses, in einer Spalte, genutzt werden.

### 2.1.3 Fast shaper

Jeder Kanal besitzt drei Filterverstärker, für die Erzeugung von Triggersignalen (fast shaper), welche für die Detektion von kleinen Ladungen eine hohe Eingangsempfindlichkeit besitzen.

Es steht ein unipolarer und ein bipolarer fast shaper für die Erzeugung der Trigger- und Abtastsignale zur Verfügung. Durch die interne Verschaltung kann nur einer der beiden fast shaper (unipolar oder bipolar) verwendet werden, welcher über die Softwareeinstellungen gewählt wird. Da die Ausgangssignale der beiden fast shaper, noch im MAROC3, mit Hilfe des Diskriminators in logische Signale (TTL) umgewandelt werden, lässt sich der Vorteil eines definierten Nulldurchgangs (zeitrichtiges Abtasten), beim bipolaren fast shaper nicht nutzen. Der unipolare fast shaper wird genutzt, falls die nachgeschaltete Elektronik kein bipolares Eingangssignal verarbeiten kann. Der dritte fast shaper ist ebenfalls bipolar, aber sein Eingangssignal wird halbiert, sodass er erst bei größeren Eingangsladungen die Sättigung erreicht und eine bessere Pulshöhendiskriminierung durchgeführt werden kann.

Abbildung 12 zeigt den prinzipiellen Aufbau des unipolaren fast shapers, in dessen Rückkopplung sich ein fester Widerstand und Kondensator befindet. Diesen festen Bauteilen können weitere Widerstände und Kondensatoren parallel hinzu geschaltet werden, sodass die Anstiegszeit über die Filterzeit verändert werden kann. Die Werte der einzelnen Bauteile können Abbildung 12 entnommen werden. Als weitere Schaltungsteile sind ein Transimpedanzverstärker und ein Transkonduktanzverstärker (Operational Transconductance Amplifier, kurz OTA) vorhanden, wobei der OTA zu Kompensation des Gleichstromanteils dient. Der unipolare fast shaper wurde schon in der ersten Version des MAROC

implementiert, allerdings wurden seine Aufgaben in den folgenden Versionen des MAROC (so auch im MAROC3) von dem bipolaren fast shaper übernommen.

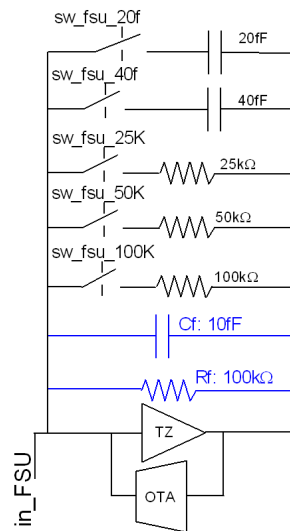


Abbildung 12: Prinzipieller Aufbau des unipolaren fast shapers. Die Filterzeit lässt sich über den variablen Kondensator- und Widerstandswert (in der Rückkopplung) verändern. [15]

In Abbildung 13 ist der prinzipielle Aufbau des bipolaren fast shapers dargestellt. Er erzeugt ein Ausgangssignal das zunächst eine negative Flanke aufweist und dann in den positiven Bereich wechselt, wobei sein Nulldurchgang zeitdefiniert ist. Das Eingangssignal wird mit der Stromspiegelschaltung erzeugt, die in Abbildung 13 links dargestellt ist. Der Unterschied zu dem halb bipolaren fast shaper (Abbildung 14) ist die Stromspiegelschaltung, welche das Eingangssignal, des halb bipolaren fast shapers, halbiert. Da die Schaltungen sonst identisch sind, wird im Folgenden nur auf den bipolaren fast shaper eingegangen. Der Stromspiegelschaltung des bipolaren fast shapers sind ein fester Widerstand und Kondensator nachgeschaltet. In der Rückkopplung befinden sich ebenfalls ein fester Widerstand und Kondensator, denen weitere Widerstände und Kondensatoren parallel hinzugeschaltet werden können. Die Werte der einzelnen Bauteile lassen sich in Abbildung 13 entnehmen. Diese Schaltung wird CRRC fast shaper bezeichnet und hat mit den gegebenen Werten (aus Abbildung 13) eine Anstiegszeit von 20 ns - 25 ns. Im Detail bilden die Kapazität in der Rückkopplung und der vorgeschaltete Widerstand einen Integrator (Tiefpass) und der Widerstand in der Rückkopplung mit dem vorgeschalteten Kondensator einen Differentiator (Hochpass). Zusammen wirken diese beiden Schaltungselemente wie ein Bandpass und stellen die beiden Durchlass-Grenzen ein, mit denen der Filterbereich variiert wird. [15]

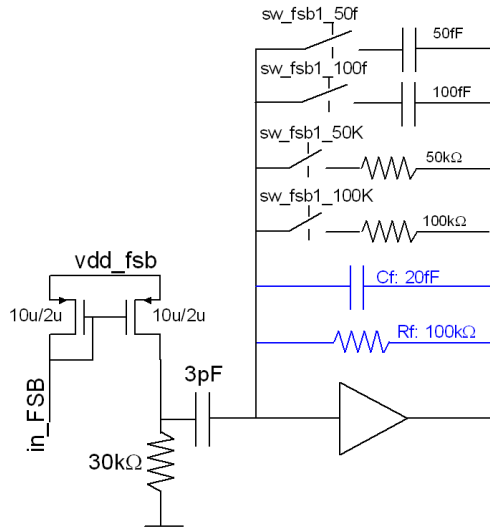


Abbildung 13: Prinzipieller Aufbau des bipolaren fast shapers. Eine Stromspiegelschaltung bildet die Eingangsstufe und die Filterzeit lässt sich über den variablen Kondensator- und Widerstandswert (in der Rückkopplung) verändern. [15]

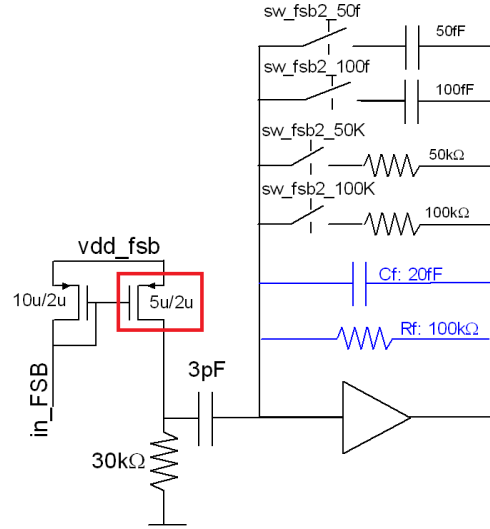


Abbildung 14: Prinzipieller Aufbau des halb bipolaren fast shapers. Eine signalhalbierende Stromspiegelschaltung bildet die Eingangsstufe und die Filterzeit lässt sich über den variablen Kondensator- und Widerstandswert (in der Rückkopplung) verändern. [15]

#### 2.1.4 DAC

Die Schwellenspannungen für die Diskriminatoren, welche den fast shapern nachgeschaltet sind, werden mit zwei DACs erzeugt. Deren Spannungswert lässt sich jeweils über 10 Bit (0 - 1023) einstellen und berechnet sich mit den Formeln 3 und 4 aus [15]. Formel 3 berechnet die Ausgangsspannung von DAC0 und Formel 4 von DAC1, wobei die Ausgangsspannungen bei einem DAC-Wert von 0 maximal sind. Der einstellbare Spannungsbereich geht dabei für DAC0 von  $\approx 0,05 \text{ V}$  -  $2,314 \text{ V}$ , mit einer Auflösung von  $2,3 \text{ mV}$ . Die Ausgangsspannung wird nicht kleiner als  $\approx 0,05 \text{ V}$ , sodass Formel 3 in diesem Spannungsbereich ( $< 0,05 \text{ V}$ ) nicht mehr gültig ist. Für DAC1 geht der Spannungsbereich von  $\approx 0,05 \text{ V}$  -  $2,312 \text{ V}$  und hat eine Auflösung  $2,2 \text{ mV}$ , wobei Formel 4 im unteren Spannungsbereich ( $< 0,05 \text{ V}$ ) ebenfalls nicht mehr gültig ist.

$$V_{dac} = -0,0023V * DAC0 + 2,314V \quad (3)$$

$$V_{dac} = -0,0022V * DAC1 + 2,312V \quad (4)$$

Für ein präziseres Setzen der Detektionsschwelle ist es möglich, DAC0 in einem schmalen Spannungsbereich zu betreiben, wodurch die Auflösung erhöht wird. Der DAC-Wert behält seine 10 Bit Genauigkeit und die Ausgangsspannung berechnet sich nach Formel 5 aus [15]. Der verwendete Spannungsbereich geht von  $\approx 1,1857 \text{ V} - 2,311 \text{ V}$ , mit einer Auflösung von  $1,1 \text{ mV}$ .

$$V_{dac} = -0,0011V * DAC0 + 2,311V \quad (5)$$

Die an DAC0 eingestellte Spannung dient als Diskriminatorschwelle für den unipolaren und bipolaren fast shaper und DAC1 gibt die Schwellenspannung für den halb bipolaren fast shaper vor. Die Schaltung zur Erzeugung der Spannungswerte ist für beide DACs identisch und wird in Abbildung 15 prinzipiell dargestellt. Mit einer Konstantstromquelle und einem Operationsverstärker, wird die Ausgangsspannung  $2,314 \text{ V}$  (DAC0) oder  $2,312 \text{ V}$  (DAC1), für den DAC-Wert 0, eingestellt und durch das softwaremäßige Zuschalten einzelner Konstantstromquellen wird die Ausgangsspannung variiert. Beim verkleinern des Spannungsbereichs von DAC0 verringert sich der Referenzstrom, sodass eine bessere Auflösung erreicht wird.

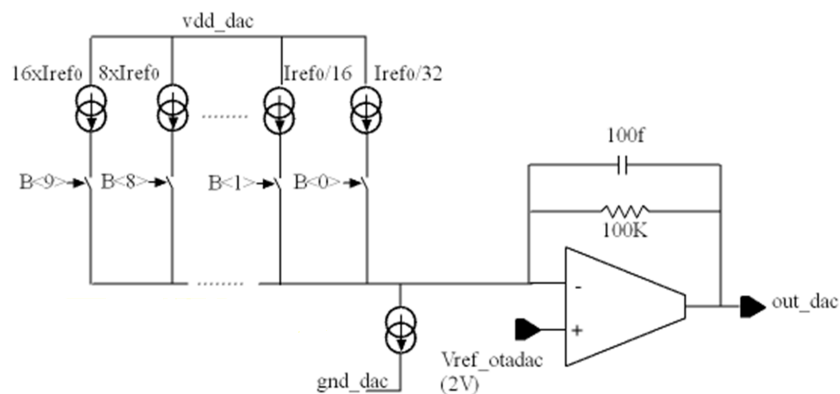


Abbildung 15: Prinzipielle Schaltung der DACs, für das Erzeugen der Schwellenspannung. Über den softwaremäßig einstellbaren Summenstrom wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers variiert. [15]

### 2.1.5 Slow shaper mit vorgeschaltetem RC-Speicher

Das Ausgangssignal des Vorverstärkers wird auf einen RC-Speicher gegeben, dem ein weiterer Filterverstärker zur Signalanalyse (slow shaper) nachgeschaltet ist. Der RC-Speicher besitzt einen festen Widerstand von  $50 \text{ k}\Omega$  und eine variable Kapazität, die sich durch parallelgeschaltete Kondensatoren zusammensetzt. Der Kapazitätswert lässt sich von  $0,25 \text{ pF} - 3,75 \text{ pF}$ , mit einer Auflösung von  $0,25 \text{ pF}$ , einstellen. Mit dem RC-Speicher lässt sich der Verstärkungsfaktor verändern, bevor das Signal über einen Impedanztransformator auf den Eingang des slow shapers gegeben wird. [15]

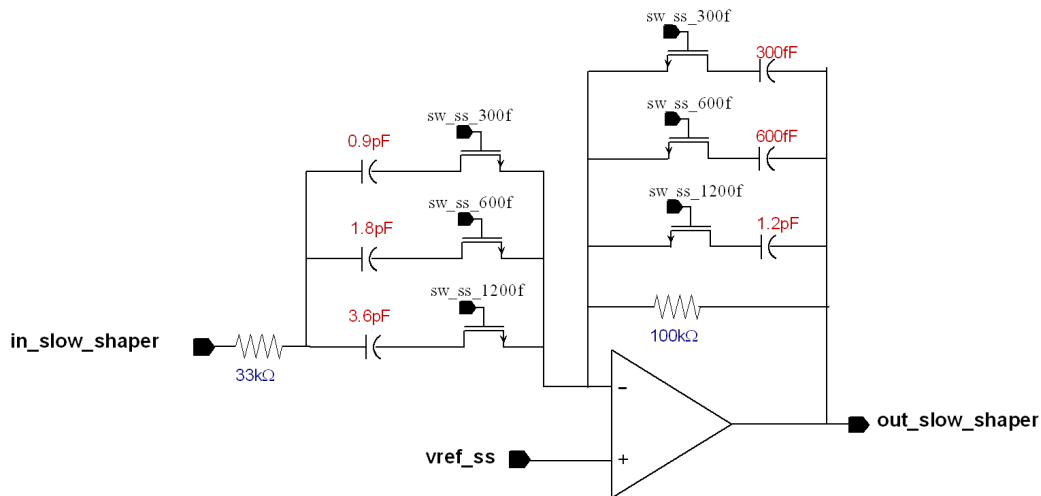


Abbildung 16: Prinzipieller Aufbau des slow shapers, dessen Filterzeit sich durch variable Kondensatorwerte verändern lässt. [15]

Der slow shaper ermöglicht es, die eingespeiste Ladungsmenge zu bestimmen und sein prinzipieller Aufbau wird in Abbildung 16 dargestellt. Er besitzt zwei RC-Kombinationen, mit festen Widerstandswerten und variablen Kapazitätswerten, die sich aus den Parallelschaltungen mehrerer Kondensatoren zusammensetzen. Die einzelnen Kondensatoren können dabei über die Softwareinstellungen zugeschaltet werden, wobei die beiden Parallelschaltungen (von Kondensatoren) nicht unabhängig voneinander sind, sondern über dieselben Steuerbits angewählt werden. Die drei (in Abbildung 16) links dargestellten Kondensatoren bilden immer den dreifachen Kapazitätswert der rechts abgebildeten Kondensatoren. Die Kapazität in der Rückkopplung kann Werte von 0,3 pF - 2,1 pF annehmen, mit einer Auflösung von 0,3 pF. Über die verschiedenen Kapazitätswerte lässt sich die Filterzeit variieren, dies hat Einfluss auf das Signal/Rausch Verhältnis. Im Detail bildet die Rückführungskapazität mit dem vorgeschalteten Widerstand einen Integrator, welcher als Tiefpass wirkt und die untere Filtergrenze festlegt. Der vorgeschaltete Kondensator bildet mit dem Widerstand in der Rückführung einen Differentiator, mit dem Verhalten eines Hochpasses und legt die obere Filtergrenze fest. Der RC-Speicher ermöglicht zusammen mit dem slow shaper eine Ladungsmessung, bei der die Verstärkung und Filterzeit eingestellt werden kann. Die Anstiegszeit (engl.: rise Time) lässt sich mit den in Abbildung 16 gezeigten Werten von 30 ns - 150 ns einstellen, wobei dies die benötigte Zeit für einen Anstieg von 5% der Signalstärke bis zum Maximum (100%) ist. [15]

Der Ausgang des slow shapers teilt sich in zwei Signalfade auf, indem jeweils ein Abtasthalteglied nachgeschaltet ist. Es werden zwei unterschiedliche Haltesignale (Hold 1 und Hold 2) für die Abtastung verwendet, wodurch mit einem Abtasthalteglied das Grundrauschen und mit dem anderen das Signalmaximum erfasst werden kann. Der abgetastete Spannungswert wird in einem 2 pF Kondensator gespeichert und dem ADC für eine Digitalisierung zur Verfügung gestellt. Dabei ist per Softwareeinstellung wählbar, welcher



Abtastwert auf den ADC gegeben wird. Den Abtasthaltegliedern ist ein Multiplexer nachgeschaltet, mit dem ein Signal (Softwareeinstellungen), für die externe Weiterverarbeitung und Analyse, an dem Ladungsausgang ausgegeben werden kann.

### 2.1.6 Wilkinson ADC

Die Beschaltung des im MAROC3 integrierten Wilkinson ADC ist in Abbildung 17 dargestellt. Der von einem Abtasthalteglied durchgeschaltete Spannungswert wird, für jeden Kanal, auf einen Komparator (Abbildung 17 links) gegeben. Den Vergleichswert für die Komparatoren bildet eine Spannungsrampe, die intern erzeugt wird und auf die fallende Flanke des `start_ADC` Signals beginnt. Der Rampengenerator ist dabei unten links in Abbildung 17 dargestellt.

Sobald die Spannungsrampe eine Referenzspannung überschreitet wird ein Zähler (Abbildung 17 oben rechts) gestartet, der im Graycode mit einer Taktfrequenz von 40 MHz zählt. Sobald der Komparator ein Übereinstimmen der beiden Spannungswerte feststellt, wird der Zähler gestoppt und sein Zählerstand an den FPGA übergeben. Der Zählerwert (bis zu 12 Bit) lässt sich mit Formel 6 aus [15], mit einer Auflösung von  $257\ \mu\text{V}$ , in einen Spannungswert umrechnen. Über einen an den MAROC3 angeschlossenen Widerstand kann der Verlauf der Spannungsrampe verändert werden, um einen anderen Bereich abzudecken oder die Auflösung anzupassen. Sollte der angelegte Spannungswert außerhalb des Messbereiches (Spannungsrampe) liegen, wird der Wert 0 ausgegeben.

$$V_{adc} = 970\text{mV} + ADC - Wert * 0,257\text{mV} \quad (6)$$

Im MAROC3 ist ein ADC für die Digitalisierung aller Kanäle vorhanden. Auf dem Evaluation-Board werden alle 64 Kanäle hintereinander digitalisiert, wobei im späteren Betrieb, über das erzeugte Triggersignal, der Kanal ausgewählt werden kann, indem die Digitalisierung erforderlich ist. Mit der Taktung von 40 MHz braucht der ADC zum Abtasten einer Rampe, mit der Auflösung von 12 Bit,  $102,4\ \mu\text{s}$  für jeden Kanal. Um die Bearbeitungszeit zu verkürzen ist es möglich die Auflösung auf 10 Bit mit einer Abtastzeit von  $25,6\ \mu\text{s}$ , oder 8 Bit mit einer Abtastzeit von  $6,4\ \mu\text{s}$ , zu reduzieren, falls dies der geforderten Genauigkeit genügt. Nach dem Ermitteln der Messwerte werden deren Daten an den FPGA übertragen, was für alle 64 Kanäle mit 12 Bit Genauigkeit weitere  $19,2\ \mu\text{s}$  benötigt. Bei einer Auflösung von 10 Bit benötigt die Datenübertragung  $16\ \mu\text{s}$  und bei einer Auflösung von 8 Bit benötigt die Datenübertragung  $12,8\ \mu\text{s}$ . In den meisten Fällen kann die Zeit für die Datenübertragung im Verhältnis zur Messzeit, vernachlässigt werden. [15]

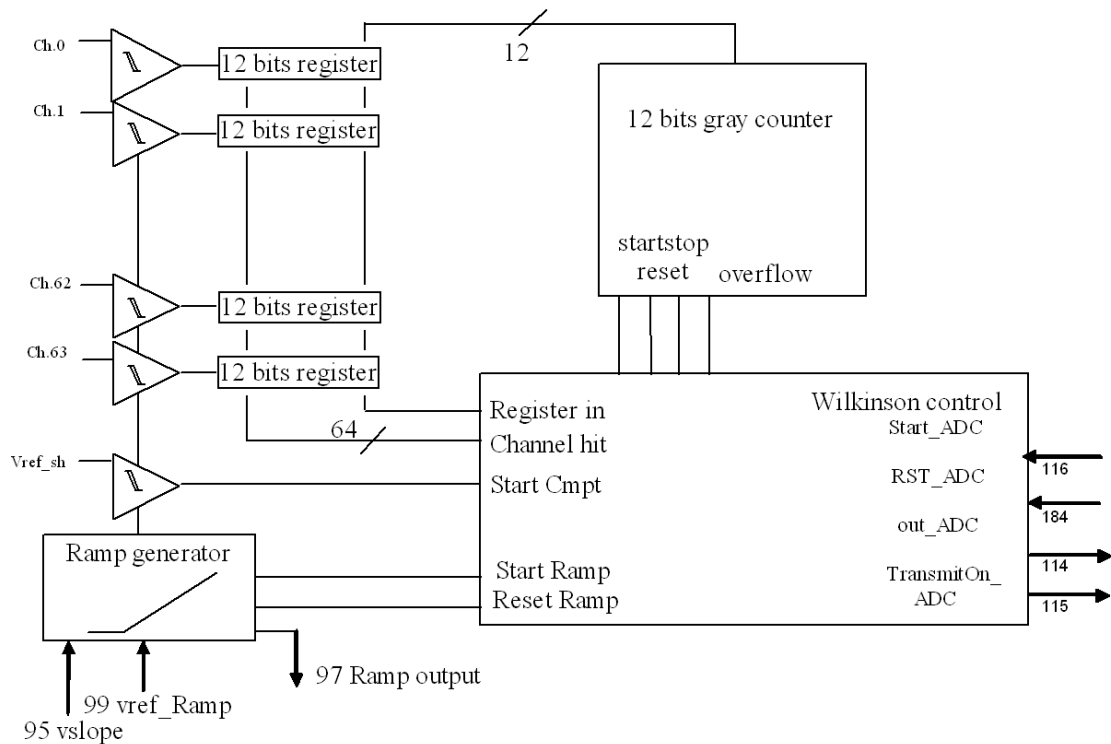


Abbildung 17: Interner Aufbau des Wilkinson ADC. Links werden die Eingangsspannungen auf die Komperatoren gegeben und mit einer Spannungsrampe verglichen, während ein Zähler mitzählt. [15]

## 2.2 Aufbau des Evaluation-Boards

Abbildung 18 zeigt das Funktionsblattschaltbild des Evaluation-Boards, mit dem aus Kapitel 2.1 im Detail besprochenen MAROC3. Für den Betrieb mit einem MaPMT ist ein Kontaktfeld auf dem Evaluation-Board vorhanden, das direkt mit den Eingängen des MAROC3 verbunden ist. Geplant war eine weitere Möglichkeit der Signaleingabe, bei der ein Stromimpulseingang über Multiplexer direkt auf einzelne Kanäle des MaPMT Kontaktfelds gegeben werden kann. Diese Option ist leider nicht funktionsfähig.

Auf dem Evaluation-Board ist an den Ladungsausgang (MAROC3) ein externer ADC angeschlossen (Alternative zum internen Wilkinson ADC), auf den an dieser Stelle nicht genauer eingegangen wird, da er für die Charakterisierung des MAROC3 nicht benötigt wird bzw. in Betrieb genommen wurde. Mit einem Widerstandskontaktfeld lassen sich alle Parameter des MAROC3, die nicht über die Software eingestellt werden können, verändern. Dafür können Widerstände wahlweise gegen die Betriebsspannung oder Masse geschaltet werden. Auch Ausgleichsströme oder z.B. die Steilheit der Spannungsrampe, des internen ADCs, lassen sich über die Bestückung mit verschiedenen Widerständen definieren.

Als zentrales Bauteil ist ein FPGA eingesetzt, der den Datenaustausch steuert und koordiniert. Das Evaluation-Board hat zwei weitere externe Schnittstellen. Eine

USB-Schnittstelle, für die Kommunikation mit dem Computer und eine Joint Test Action Group (JTAG)-Schnittstelle, für den Zugriff auf den FPGA. Für die verschiedenen Bauteilgruppen werden die unterschiedlichen Versorgungsspannungen direkt auf dem Evaluation-Board erzeugt. Die gerade beschriebenen Bauteilgruppen werden in folgenden Unterpunkten genauer erläutert. In Anhang B befindet sich der vollständige Schaltplan des Evaluation-Boards.

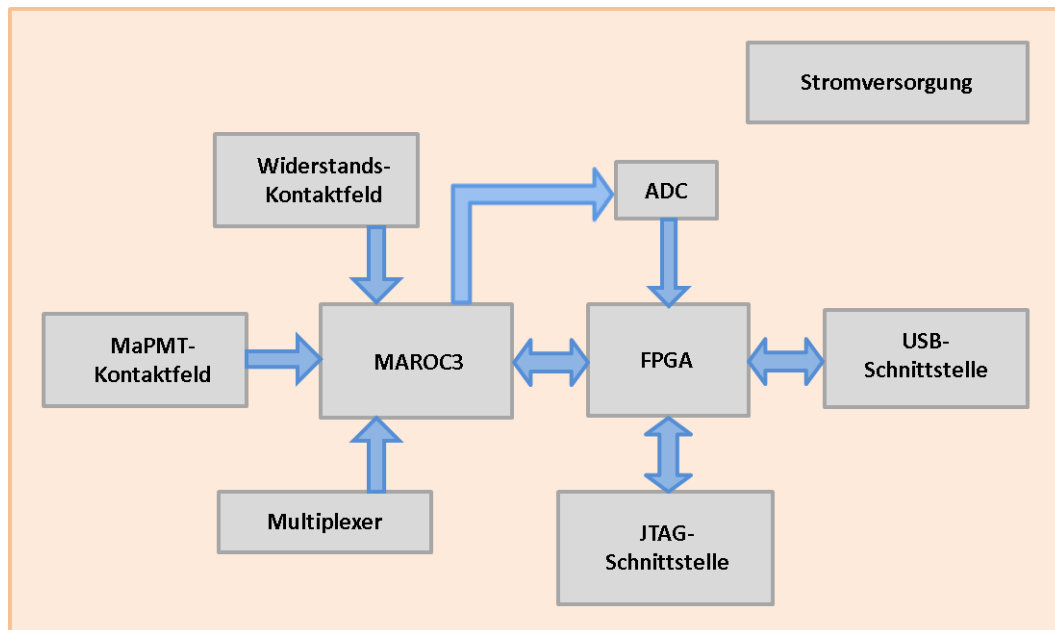


Abbildung 18: Funktionsblockschaltbild des Evaluation-Boards

### 2.2.1 Strom-/Spannungsversorgung

Das Evaluation-Board benötigt für den Betrieb drei Potenziale +6 V, -7,5 V und 0 V (Masse). Das positive Potenzial sorgt für einen Stromfluss von 365 mA und das negative Potenzial sorgt für einen Stromfluss von 42 mA. Es werden  $(6\text{ V} * 365\text{ mA} + 7,5\text{ V} * 42\text{ mA} = 2,505\text{ W}) \approx 2,5\text{ W}$  Leistung auf dem Evaluation-Board in Wärme umgesetzt. Während des Betriebs lässt sich die Versorgungsspannung durch einen Taster kurzzeitig trennen, was die geladenen Einstellungen löscht und alle Parameter in ihre Grundeinstellungen versetzt. Die für die verschiedenen Bauteile benötigten unterschiedlichen Versorgungsspannungen werden mit zwei Arten von Spannungsreglern erzeugt. Der L7905C von ST Microelectronics erzeugt eine konstante negative Spannung von -5 V [16] und mit dem einstellbaren Spannungsregler LM1086-ADJ von National Semiconductor werden verschiedene positive Versorgungsspannungen generiert [17]. Der weitere Spannungsregler ADR433 von Analog Device erzeugt eine Referenzspannung von 3 V [18], für den externen ADC und der Spannungsregler REF3033 von Burr-Brown erzeugt eine Referenzspannung von 3,3 V [19], für die DACs.

### 2.2.2 FPGA

Die zentrale Steuerung und Datenverarbeitung wird von einem Field Programmable Gate Array (FPGA) übernommen. Auf dem Evaluation-Board wird dafür der Cyclone von Altera verwendet. Er verarbeitet die Steuerungsdaten, welche vom Computer gesendet werden und gibt die Messdaten an diesen zurück. Mit den vom Computer erhaltenen Steuerungsdaten kontrolliert der FPGA sämtliche Bauteilgruppen, des Evaluation-Boards. Von ihm werden alle Einstellungen des MAROC3 gesetzt und die empfangenen Messdaten aufgearbeitet. Auf dem Evaluation-Board werden nicht alle Messdaten an den FPGA übergeben. Verschiedene Signale können direkt über Messkontakte, auf dem Evaluation-Board (z.B. per Oszilloskop), abgegriffen werden. Sein Programmcode lädt der FPGA beim Starten automatisch aus einem externen Speicher. Hierfür steht der EPCS4, ein elektrisch löschbarer Lesespeicher welcher sich programmieren lässt (EEPROM), von Altera zur Verfügung. Er besitzt einen internen Speicher von 4 Mbit und eine serielle Schnittstelle, ist speziell für das Programmieren des Cyclones von Altera spezifiziert [20]. Der FPGA wird über einen auf dem Evaluation-Board vorhandenen Oszillator getaktet, der sich über einen Schalter ein- und ausschalten lässt, was allerdings das Abschalten des gesamten FPGAs bewirkt [21].

### 2.2.3 USB-Schnittstelle

Die Kommunikationsverbindung zwischen dem FPGA und dem Computer wird über eine USB-Schnittstelle hergestellt, die nach dem USB 1.1 Standard arbeitet. Dafür wird der bidirektionale USB-Treiber FT245BL von FTDI eingesetzt. Er empfängt die vom Computer gesendeten differentiellen Daten und stellt diese dem FPGA, als 8 Bit Parallelwert, zur Verfügung. Für das Senden der Daten an den FPGA steht ein Zwischenspeicher von 384 Byte zur Verfügung und für das Empfangen der Daten vom FPGA steht ein Zwischenspeicher von 128 Byte zur Verfügung, wodurch ein flüssiger Datentransfer garantiert wird. Der Takt für die Kommunikation kann von einem externen 6 MHz Oszillator erzeugt, oder intern im USB-Treiber generiert werden. Für die Datenübermittlung sind in dem USB-Treiber verschiedene Betriebseinstellungen wählbar. Damit diese nicht beim Einschalten erneut programmiert werden müssen, ist das EEPROM 93LM46B von Microchip an den USB-Treiber angeschlossen [22]. In ihm werden die Betriebseinstellungen hinterlegt und nach dem Einschalten automatisch geladen [23].

### 2.2.4 Serielle Schnittstellen und VHDL-Code

Für das Testen und Übertragen vom Programmcode des FPGAs besitzt das Evaluation-Board zwei serielle Joint Test Action Group(JTAG)-Schnittstellen, die über Schalter aktivierbar sind. Über die erste Schnittstelle kann der FPGA direkt angesprochen und programmiert werden. Da der FPGA nur einen flüchtigen Speicher besitzt, wird der Programmcode nicht dauerhaft gespeichert. Die Schnittstelle bietet die Möglichkeit, während des laufenden Betriebs, eine Analyse und ein Debuggen des Programmcodes durch zu führen. Die zweite Schnittstelle ist an ein EEPROM angeschlossen, aus dem sich der FPGA

bei jedem Start seinen Programmcode lädt. Über diese Schnittstelle lässt sich der, für den FPGA bestimmte, Programmcode im EEPROM speichern. Im späteren Betrieb werden die seriellen Schnittstellen nicht mehr benötigt, da der funktionierende Programmcode im EEPROM hinterlegt ist.

Für den FPGA ist ein von den Entwicklern in Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language (VHDL) geschriebener Programmcode vorhanden. Dieser steuert die Kommunikation mit dem MAROC3 und den verschiedenen Bauteilgruppen, sowie den gesamten Datenaustausch auf und mit dem Evaluation-Board. Auf diesen Programmcode wird nicht genauer eingegangen, da er für sämtliche Messungen nicht modifiziert wurde.

### 2.3 Kommunikationssoftware des Evaluation-Boards

Mit der Software LALusb (Version 2), die von den Entwicklern zur Verfügung gestellt wird, lässt sich die USB-Kennung und USB-Seriennummer für das Evaluation-Board programmieren. Die Kennung und Seriennummer muss für jedes Evaluation-Board individuell sein und bei einem Verbindungsaufbau zur Kommunikationsaufnahme verwendet werden. [24]

Als weiterer Softwareteil steht ein LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) Programm zur Verfügung, das als Benutzerschnittstelle dient. Mit diesem Programm können die Parameter für den MAROC3 gesetzt werden, um so die Messeinstellungen vorzunehmen. Die einzelnen Einstelloptionen werden im Folgenden genauer beschrieben.

#### 2.3.1 Benutzeroberfläche der MAROC3 Software

Die Benutzeroberfläche des LabVIEW Programms lässt sich in viele einzelne Bereiche (Funktionsgruppen) gliedern, die im Folgenden dargestellt und erläutert werden. Eine Darstellung der gesamten Benutzeroberfläche befindet sich in Anhang C.

Abbildung 19 zeigt die Schalter zum Aktivieren des Power Pulsings (Stromsparmodus durch zeitweiliges Abschalten von Funktionen). Auf dem Evaluation-Board sind die nötigen Kontaktpinne des MAROC3 auf das Potenzial der Betriebsspannung gelegt, was die Funktionen dauerhaft deaktiviert.

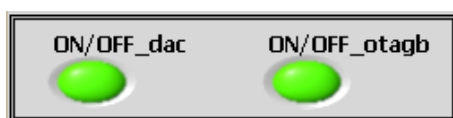


Abbildung 19: Schalter zum Aktivieren des Power Pulsings



Abbildung 20: Parametrierung der DACs und deren Peripherie

Mit den in Abbildung 20 gezeigten Werten für DAC0 und DAC1 lassen sich deren Spannungswerte zum Setzen der Diskriminatorschwellen einstellen. Mit dem Aktivieren des Schalters `small_dac` wird der Spannungsbereich von DAC0 verkleinert, wodurch eine höhere Auflösung erreicht wird. Die Formeln zur Berechnung der Schwellenspannungen sind in Kapitel 2.1.4 beschrieben. Über die weiteren Schalter werden verschiedene Peripherieeinstellungen der DACs gesetzt, wozu Parameter für die Triggenergänge und Einstelloptionen der Multiplexer zählen.

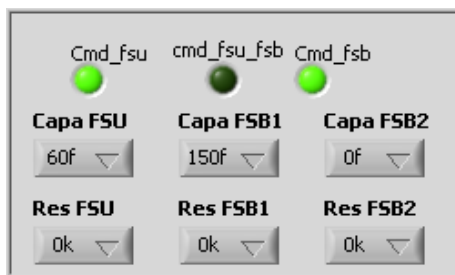


Abbildung 21: Selektion der verwendeten fast shaper und Einstelloptionen für deren Rückkopplungskapazitäten und -widerstände.

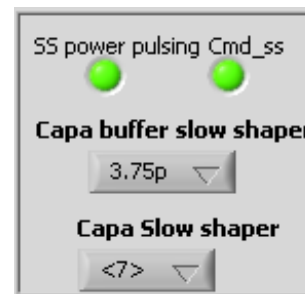


Abbildung 22: Aktivieren des slow shapers und Einstellungen für die Kapazitätswerte des slow shaper und RC-Speichers.

Mit den Einstelloptionen in Abbildung 21 werden die entsprechenden fast shaper selektiert und deren Rückkopplungskapazitäten und -widerstände ausgewählt. Die Selektion erfolgt dabei über die oberen Schalter und die Rückkopplungsparameter werden in den drop down Menüs ausgewählt. Eine Erläuterung der Funktionen befindet sich in Kapitel 2.1.3. Abbildung 22 zeigt die Einstellungen für den slow shaper, wobei dieser mit den oberen Schaltern aktiviert und in den Energiesparmodus geschaltet werden kann. Über die drop down Menüs lassen sich die Rückkopplungskapazitäten des slow shapers und RC-Speichers auswählen.

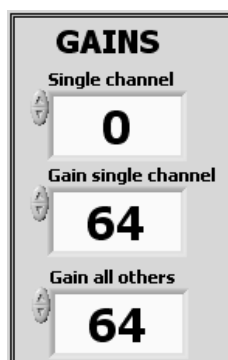


Abbildung 23: Verstärkungseinstellungen der Vorverstärker

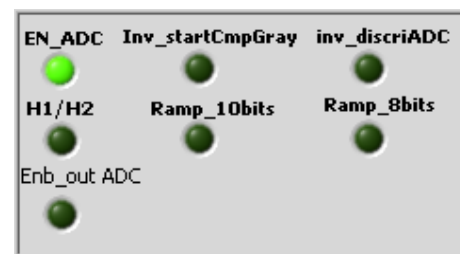


Abbildung 24: Einstelloptionen des Wilkinson ADCs

Mit den in Abbildung 23 gezeigten Werten lassen sich die Verstärkungsfaktoren der Vorverstärker einstellen. Dabei können zwei Verstärkungsfaktoren gewählt werden, wovon einer für 63 Kanäle des MAROC3 verwendet wird und der andere sich einem bestimmten Kanal, der ebenfalls in gezeigten Optionen ausgewählt wird, zuweisen lässt.

Abbildung 24 zeigt die Schalter für die Parametrierung und Datenausgabe des Wilkinson ADCs. Dabei lässt sich der Wilkinson ADC mit diesen aktivieren und Einstellungen für die Spannungsrampe festlegen. H1/H2 schaltet das entsprechende Abtastsignal (Holdsignal) an den Eingang des ADCs, dabei steht H1 für die Messung des Grundrauschens und H2 für die Messung des Signalmaximums. Es können die Auflösungen 8 Bit, 10 Bit und 12 Bit eingestellt werden, wobei die Grundeinstellung 12 Bit ist.



Abbildung 25: Maskierungsoptionen der Triggersignale

Beim MAROC3 gibt es die Möglichkeit einzelne Triggersignale zu maskieren, also z.B. auszublenden, wozu Abbildung 25 die Einstelloptionen zeigt. Es gibt die Möglichkeit für jeden Diskriminatorpfad nur einen bestimmten Kanal durchzuschalten, oder in einem Maskierungsfeld die Kanäle (Punkte) auszuwählen, welche nicht durchgeschaltet werden sollen.

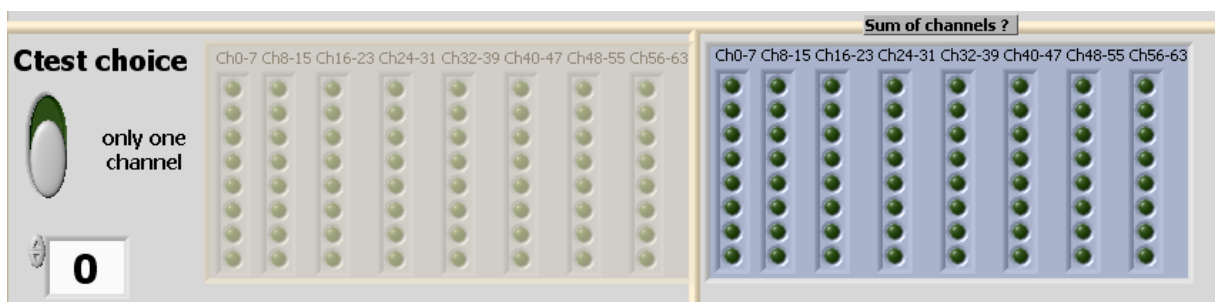


Abbildung 26: Einstellungen für den Testeingang (Ctest) und die Summenkanäle

Abbildung 26 zeigt die Einstelloptionen für den Testeingang (Ctest) des Evaluation-Boards und die Parameter der Summenausgänge. Für den Testeingang kann gewählt werden, auf welchen Eingangskanal, des MAROC3, das angelegte Signal gegeben werden soll. Die Auswahl lässt sich dabei über ein Maskierungsfeld für alle Kanäle (Punkte) treffen. Welche Kanäle alle zum Ausgangssignal der Summenausgänge beitragen, lässt sich ebenfalls in

einem Maskierungsfeld auswählen. Das Feld besitzt für jeden Summenkanal eine eigene Spalte, sodass direkt erkennbar ist, welche Kanäle für das jeweilige Summensignal verwendet werden.

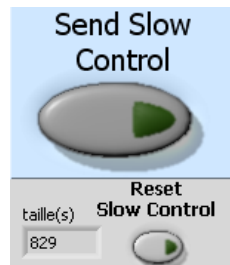


Abbildung 27: Übertragung der eingestellten Softwareparameter

Mit dem Taster Send Slow Control aus Abbildung 27 können alle bis hierhin besprochenen Einstellungen an den MAROC3 übertragen werden. Die übertragenen Einstellungen sind dabei sofort aktiv und lassen sich mit dem Taster Reset Slow Control löschen, wodurch die Grundeinstellungen wiederhergestellt werden.

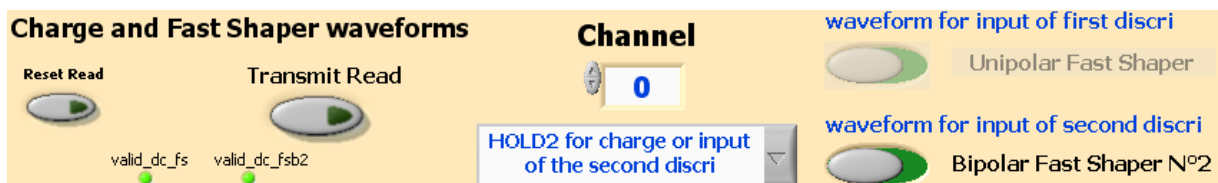


Abbildung 28: Einstelloptionen für die Messausgänge

Abbildung 28 zeigt alle Einstelloptionen für die Messausgänge der fast und slow shaper. Die Signale der fast shaper werden direkt an deren Ausgängen abgegriffen und an den Messausgang DC\_FS geführt. Für den slow shaper werden die Signale hinter den Abtasthaltgliedern abgegriffen und auf den Messausgang OUT\_Q gegeben. Die für die Messausgänge eingestellten Parameter lassen sich separat übertragen oder löschen, wodurch die Grundeinstellungen wiederhergestellt werden. Es kann ein Kanal selektiert werden, der auf die Messausgänge (fast und slow shaper) gegeben werden kann. Hier lassen sich die verschiedenen fast shaper auswählen und über Kontrollleuchten wird angezeigt, welcher fast shaper aktiviert ist. Für den slow shaper lässt sich auswählen, welches der beiden Abtastsignale (Hold 1 oder Hold 2) verwendet wird.



### 2.3.2 Konfigurationen der Kommunikationssoftware

Damit das LabVIEW Programm die Kommunikation mit dem Evaluation-Board aufnehmen kann, werden die USB-Kennung und USB-Seriennummer (wie beschrieben) benötigt. Diese lassen sich vorher mit dem in Kapitel 2.3 erwähnten Programm, in den FPGA des Evaluation-Boards programmieren. Abbildung 29 zeigt die Konfigurationsfelder der Software, in welche die USB-Kennung und USB-Seriennummer des Evaluation-Boards eingetragen werden müssen. In Abbildung 30 ist der Fehlerspeicher des LabVIEW Programms dargestellt. Sollte bei der Kommunikationsaufnahme, mit dem Evaluation-Board, oder während des Betriebs ein Fehler in der Kommunikation auftreten, wird dieser im Fehlerspeicher ausgegeben und das Programm unterbrochen. In Anhang C befindet sich eine gesamt Ansicht der Benutzeroberfläche, für die Konfigurationsoptionen des LabVIEW Programms.



Abbildung 29: Eingabe der USB-Kennung und USB-Seriennummer



Abbildung 30: Ausgabe des Fehlerspeichers für die Kommunikation zum Evaluation-Board führend und von ihm kommend.

### 3 Charakterisierung des MAROC3

Um die Einsatzmöglichkeit des MAROC3 für die Ausleseelektronik im Detektorkonzept von POWTEX zu überprüfen, wurden verschiedene Messungen zur Analyse der einzelnen Bauteilgruppen (Funktionsgruppen) durchgeführt. In diesem Kapitel wird zunächst auf den Messaufbau und die verwendeten Eingangssignale eingegangen. Anschließend werden die einzelnen Messergebnisse vorgestellt und analysiert. Zum Schluss wird noch auf die Problemstellungen bei der Abtastung eingegangen und Messungen für die Auswahl der Spannungsschwellen (Diskriminatoren) erläutert.

#### 3.1 Messaufbau zur Charakterisierung

Für die Charakterisierung des MAROC3 wurde das Evaluation-Board in einen Messaufbau integriert, den Abbildung 31 zeigt. Die Stromversorgung für das Evaluation-Board wurde nicht eingezeichnet, ist aber mit den Kontakten (oben rechts) verbunden. Die Steuerung des MAROC3 und der Datentransfer mit dem Evaluation-Board erfolgt über eine USB-Schnittstelle, die an den Computer angeschlossen ist. Auf diesem läuft die in Kapitel 2.3 beschriebene Software. Das Eingangssignal wird von dem (in Abbildung 31) unten links dargestellten Pulsgenerator erzeugt und auf den CTEST Eingang gegeben. Gleichzeitig wird das Eingangssignal auf dem zweiten Kanal des Oszilloskops dargestellt. Ein weiterer Pulsgenerator (in Abbildung 31 unten rechts) erzeugt das Abtastsignal (Holdsignal) für die Abtasthalteglieder, welche dem slow shaper nachgeschaltet sind. Beide Hold-eingänge des Evaluation-Boards, werden dabei von dem selben Pulsgenerator gespeist. Der Pulsgenerator wird bei Messungen, für die kein Holdsignal benötigt wird, zur Erzeugung eines Triggersignals am Eingang CLK\_GENE\_EXT verwendet. Das von dem Pulsgenerator erzeugte Signal wird zur Visualisierung auf den dritten Kanal des Oszilloskops gegeben. Um zu gewährleisten, dass die erzeugten Hold- oder Triggersignale zeitlich auf die Eingangssignale abgestimmt sind, werden beide Pulsgeneratoren (Abbildung 31) über einen gemeinsamen Triggerkanal synchronisiert. Das so erzeugte Synchronisationssignal, wird ebenfalls genutzt, um das Schirmbild des Oszilloskops zu triggern und ist an dessen vierten Kanal angeschlossen. Dieses gemeinsame Triggersignal sorgt für die zeitliche Synchronisation aller Geräte des Messaufbaus.

Die Signale der beiden Pulsgeneratoren lassen sich durch das Einstellen einer Verzögerungszeit gegeneinander verschieben, sodass eine Anpassung der Signale, auf der Zeitachse, möglich ist. Für die Datenanalyse besitzt das Evaluation-Board zwei Messausgänge. An dem Messausgang OUT\_Q liegt das Ausgangssignal des slow shapers an und am Messausgang DC\_FS liegt das Ausgangssignal der fast shaper an. Das Ausgangssignal des slow shapers, oder das der fast shaper wird dabei auf dem ersten Kanal des Oszilloskops dargestellt. Je nach Art der Messung werden nicht alle der in Abbildung 31 angeschlossenen Signale benötigt, bzw. angeschlossen (Holdsignale oder das Triggersignal) und der entsprechende Ausgang (fast oder slow shaper) auf das Oszilloskop gegeben. Wie das Evaluation-Board für die entsprechende Messung angeschlossen ist, wird zu Beginn jeder Messung kurz beschrieben.

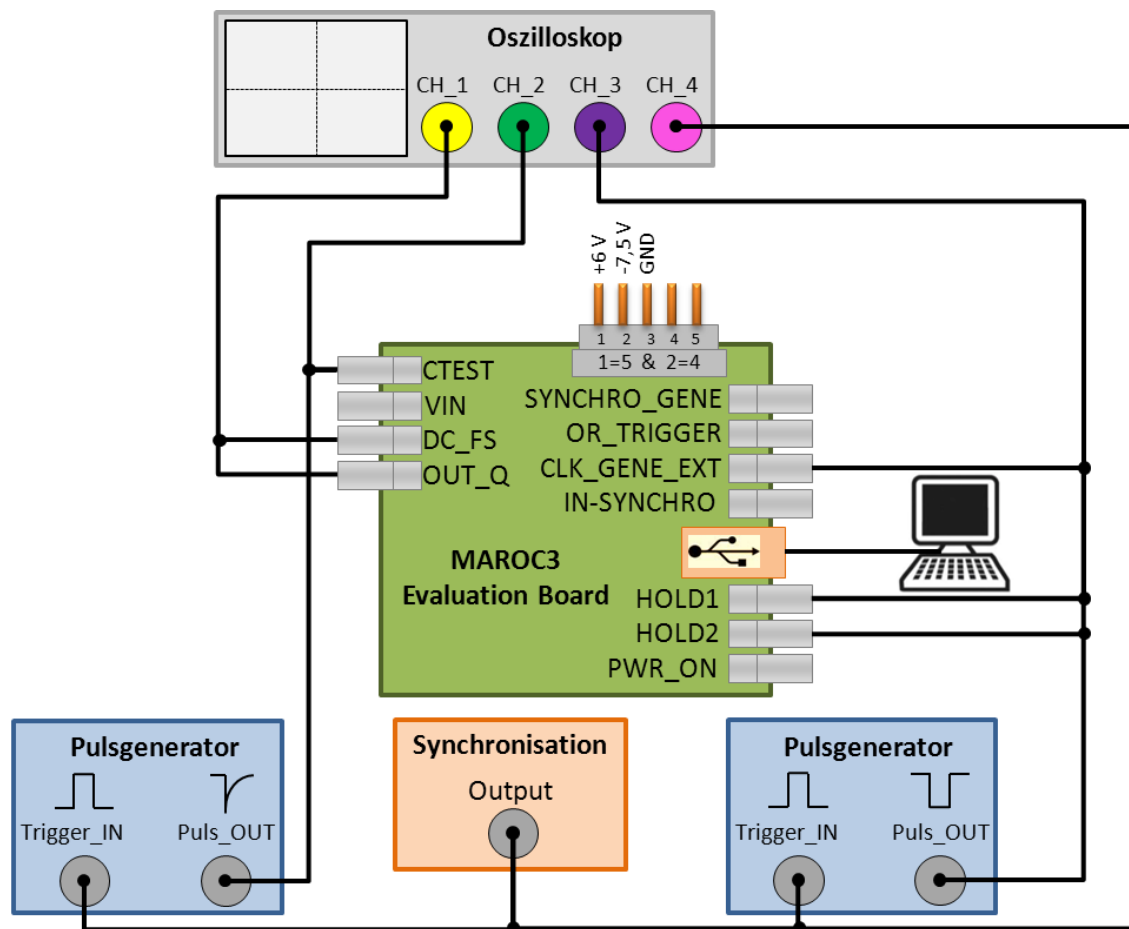


Abbildung 31: Blockschaltbild vom Messaufbau für das Evaluation-Board. Es werden nicht für jede Messung alle Anschlüsse verwendet.

Abbildung 32 zeigt das Schirmbild des Oszilloskops, auf dem die verschiedenen Signale zum Testen des MAROC3 visualisiert sind. Die Zeitachse hat eine Auflösung von 100 ns / Kästchen und die Amplitudenachse ist für jeden Kanal individuell eingestellt. Der erste Kanal ist gelb dargestellt und zeigt das Signal des DC\_FS Ausgangs, mit einer Amplitudenauflösung von 100 mV / Kästchen. Am DC\_FS Ausgang wird das Signal des in der Software ausgewählten fast shapers ausgegeben, welcher auf dem gezeigten Schirmbild der bipolare fast shaper ist. Bei dem Ausgangssignal ist zu beachten, dass die Kopplung des Oszilloskops auf Wechselspannung (AC) eingestellt ist und somit der Gleichspannungsanteil des Ausgangssignals heraus gefiltert wird. Diese Einstellung wurde gewählt, um die Amplitudenauflösung zu verändern, ohne dass der Signalverlauf außerhalb des Schirmbilds dargestellt wird. Der zweite Kanal ist in grün dargestellt, bei einer Amplitudenauflösung von 50 mV / Kästchen und zeigt das am CTEST Eingang eingespeiste Signal. Die Anstiegszeit des Eingangssignals beträgt 5 ns und ist unabhängig von der Amplitude. Das Eingangssignal ist negativ und wird über einen internen Serienkondensator (im MAROC3) von 2 pF, per Softwareeinstellung, auf die Kanäle des MAROC3 geschaltet. Der Serien-

kondensator  $C$  erzeugt aus dem anliegenden Spannungssignal  $U$  eine Eingangsladung  $Q$ , die sich nach  $Q = C * U$  berechnet und im folgenden als Eingangsgröße angegeben ist. Die eingespeiste Ladung simuliert das Ausgangssignal eines MaPMTs. Bei der steigenden Flanke der angelegten Spannung wird durch den Kondensator die Eingangsspannung gedreht, wodurch ein Stromfluss in die entgegengesetzte Richtung erzeugt wird. Dieser Strom erzeugt ein undefiniertes Signal und ist bei Messungen mit einem MaPMT nicht vorhanden. Es gibt zwei Möglichkeiten dieses Signal nicht in die Messungen einfließen zu lassen. Das Potenzial des Eingangsimpulses kann langsam wieder auf 0 V angehoben werden, sodass die über den Kondensator gebildete Differenz vernachlässigbar ist, oder die Dauer des Eingangssignals wird verlängert, sodass die steigende Flanke hinter dem Messsignal liegt und keinen Einfluss auf die Messung nimmt.

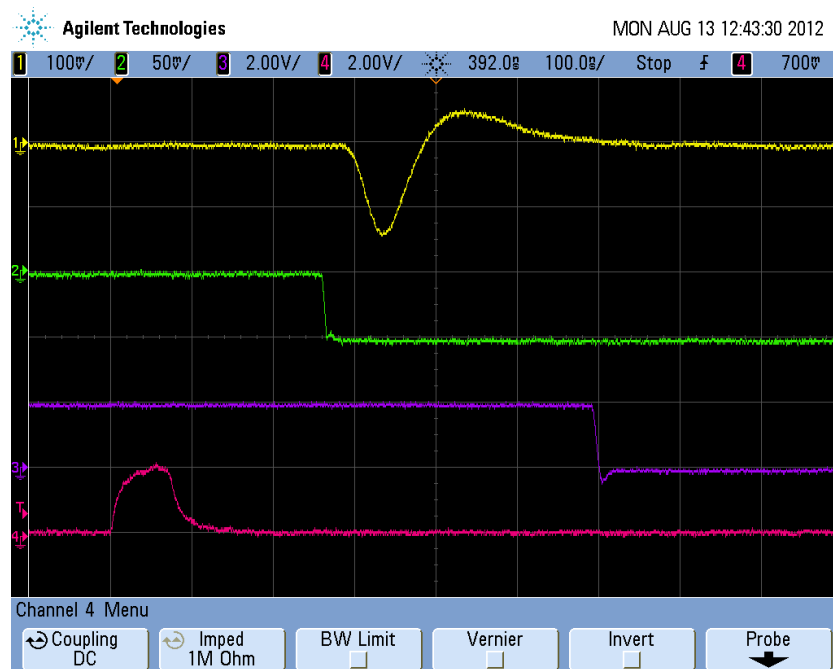


Abbildung 32: Schirmbild des Oszilloskops, auf dem, von oben begonnen, das Ausgangs-, Eingangs-, Hold- und Triggersignal dargestellt ist.

Der dritte Kanal (in Abbildung 32) ist violett dargestellt, mit einer Amplitudenauflösung von 2 V / Kästchen und zeigt das Abtastsignal (Holdsignal), welches auf die Holdeingänge gegeben wird. Das Ausgangssignal wird solange durchgeschaltet, wie ein positives Potenzial, von mindestens 2 V, am Holdeingang anliegt. Fällt das Potenzial am Holdeingang unter 2 V, wird das Ausgangspotenzial des slow shapers abgetastet und dauerhaft ausgegeben. Bei einer Digitalisierung muss das Holdsignal die abgetasteten Spannungswerte solange halten, wie der Wilkinson ADC zum digitalisieren aller 64 Kanäle benötigt. Für Messungen bei denen ein externes Triggersignal benötigt wird, verwendet man das Holdsignal am CLK\_GENE\_EXT Eingang als Triggersignal, wobei die Signalform nicht verändert werden muss. Der vierte Kanal ist pink dargestellt und zeigt das Triggersignal

für die zeitliche Synchronisation des Schirmbilds (Oszilloskop). Die Amplitudenauflösung beträgt 2 V / Kästchen und der Triggerlevel wird links am Rand des Schirmbilds, durch einen Marker mit einem 'T', dargestellt. Bei späteren Schirmbildern ist das Triggersignal ausgeblendet, da dieses keinen informellen Wert besitzt.

### 3.2 Offsetabgleich und Detektionsschwellen

Für die verschiedenen shaper und weitere Baugruppen des MAROC3 lässt sich ein Offsetabgleich durchführen. Dieser wird über die entsprechenden Kontakte einer Widerstandsmatrix (auf dem Evaluation-Board) vorgenommen, indem Widerstände gegen Masse oder die Betriebsspannung kontaktiert werden. Über die Wahl des Widerstandwertes und Potentials (Masse oder Betriebsspannung) lässt sich der Offset abgleichen.

Es soll an dem unipolaren fast shaper beispielhaft dargestellt werden, wie sich die Signalform durch einen Offsetabgleich verändert. Abbildung 33 zeigt das Ausgangssignal des nicht abgeglichenen unipolaren fast shapers, wobei deutlich erkennbar ist, dass die Signalform verzerrt und das Signal stark überschwingt.

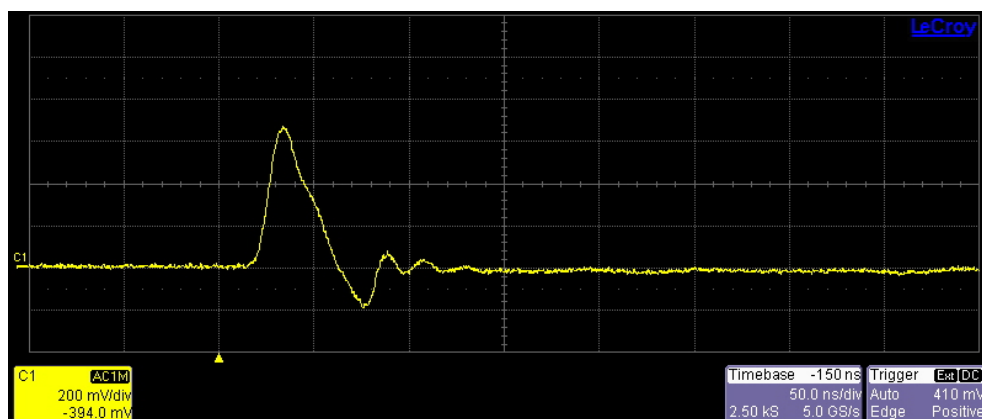


Abbildung 33: Ausgangssignal des unipolaren fast shapers vor dem Offsetabgleich

Mit einem Potentiometer wurde bestimmt, gegen welches Potential, welcher Widerstandswert für einen optimalen Offsetabgleich kontaktiert werden muss. Abbildung 34 zeigt das abgegliche Signal des unipolaren fast shapers, bei dem die Signalform entzerrt wurde und das Überschwingen kompensiert ist. Der Offsetabgleich wurde an den entsprechenden Stellen durchgeführt.

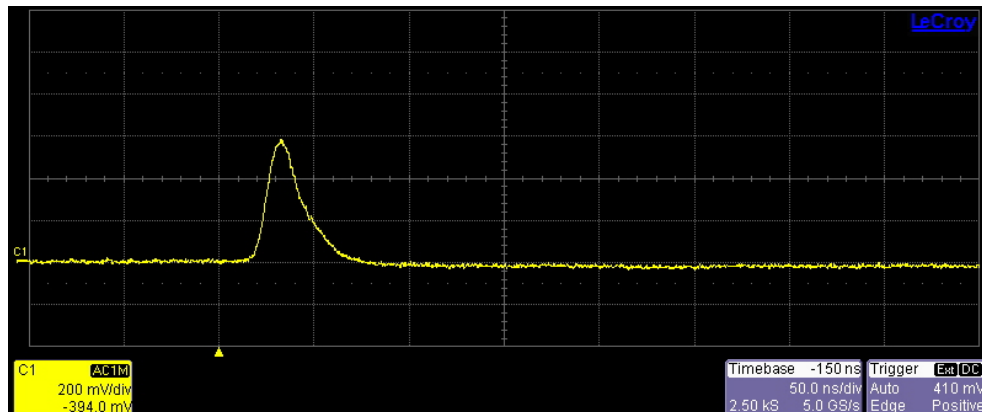


Abbildung 34: Ausgangssignal des unipolaren fast shapers nach dem Offsetabgleich

Für die Detektion der Signale ist es wichtig, dass diese sich eindeutig vom Rauschsignal unterscheiden lassen. Im Datenblatt des MAROC3 wird angegeben, dass Eingangssignale mit einer Ladung von 10 fC noch eindeutig detektierbar sind. Um die Signalamplitude im Verhältnis zum Rauschsignal zu betrachten, wurden einzelne Messungen durchgeführt. Auf dem Evaluation-Board wurde, über den CTEST Eingang, eine Eingangsladung von 6 fC eingespeist und das Ausgangssignal am Messausgang DC\_FS abgegriffen. Das Eingangssignal wird auf den Schirmbildern des Oszilloskops grün dargestellt und das Ausgangssignal gelb. Abbildung 35 zeigt das Ausgangssignal des bipolaren fast shapers, wobei sich die Signalamplitude 5 mV vom Rauschen abhebt, wodurch eine Detektion möglich ist. In Abbildung 36 ist das Ausgangssignal des unipolaren fast shapers gezeigt. Die Signalamplitude hebt sich 10 mV vom Rauschsignal ab, sodass auch hier eine Detektion möglich ist.

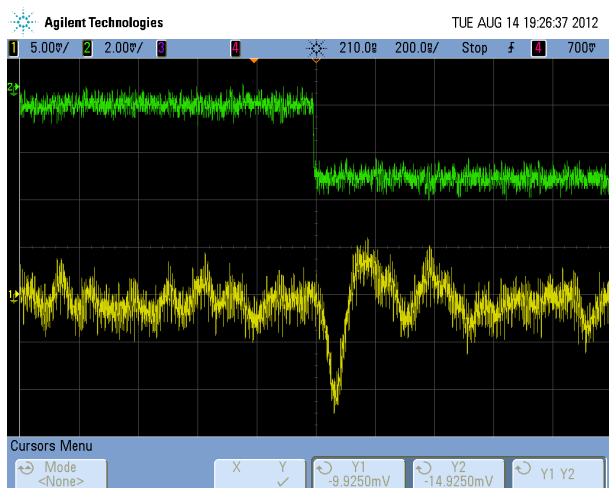


Abbildung 35: Ausgangssignal des bipolaren fast shapers (gelb) bei einer Eingangsladung von 6 fC.

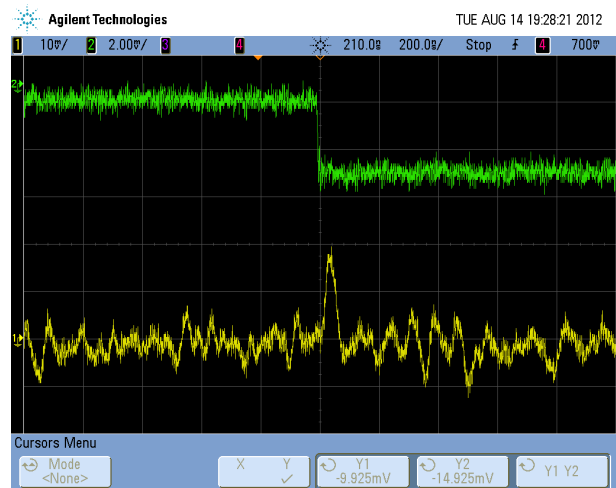


Abbildung 36: Ausgangssignal des unipolaren fast shapers (gelb) bei einer Eingangsladung von 6 fC.

### 3.3 Linearitätsmessungen

Die Linearität der fast shaper und der DACs wird bestimmt, um zu überprüfen, ob eine direkte Diskriminierung der verschiedenen Strahlungsarten über die Pulshöhe möglich ist. Um eine präzisere Aussage über die im MaPMT erzeugte Ladungsmenge zu treffen, wird der slow shaper mit dem nachgeschalteten ADC verwendet, weshalb auch deren Linearität betrachtet wird.

Für einen Vergleich zu den Messdaten wurden mit der Entwicklungssoftware Cadence verschiedene Simulationen durchgeführt und deren Daten dargestellt. In der Simulation wurde dabei mit einer Spannungsquelle und einem Serienkondensator die Eingangsladung eingespeist. Der Verstärkungsfaktor des Vorverstärkers, wurde für die Simulationen und Messungen auf den Multiplikator x1 (Wert 64) gesetzt. Für alle Messungen wurde, wie in Kapitel 3.1 beschrieben, die Kopplung des Oszilloskops auf Wechselspannung (AC) gestellt und somit der Gleichspannungsanteil heraus gefiltert, um die Auflösung der Y-Achse skalieren zu können.

Bei der Darstellung der Simulations- und Messwerte werden die simulierten oder gemessenen Punkte durch ein Kreuz, Dreieck, oder Viereck gekennzeichnet. Die Punkte werden in einigen Darstellungen durch Linien verbunden, wobei die Verbindungen weder gemessen noch simuliert wurden. Die Verbindungslinien sollen nur den groben Verlauf der Zwischenwerte andeuten. In manchen Darstellungen wurden so viele Werte simuliert oder gemessen, dass der Kurvenlauf durch die eingefügten Kreuze, Dreiecke, oder Vierecke durchgehend erscheint.

#### 3.3.1 Vorverstärker

Von dem Ausgang des bereits in Kapitel 2.1.1 beschriebenen Vorverstärker führt kein Messkontakt heraus. Somit lässt sich das Ausgangssignal des Vorverstärkers nicht messen und soll hier nur kurz anhand der Simulationsdaten besprochen werden.

Abbildung 37 zeigt die simulierten Ausgangssignale des Vorverstärkers für verschiedene Eingangsladungen. Dem Ausgangssignal ist ein Gleichspannungsanteil von  $\approx 3,47$  V überlagert und die Signalamplitude ist negativ. Von dem Maximum der Signalamplitude bei einer Eingangsladung von 400 fC, wurde ein senkrechter Strich (rot) eingezeichnet. An diesem ist erkennbar, dass das Ausgangssignal bei kleineren Eingangsladungen leicht verzögert (nach rechts verschoben) ist. Das Ausgangssignal der Vorverstärker ist also nicht zeitstabil und diese Verzögerung wirkt sich auf alle nachgeschalteten Baugruppen aus. Es wird vermutet, dass bei kleinen Eingangsladungen die Transistoren der Vorverstärker eine größere Zeit zum Schalten benötigen, wodurch die Verzögerung entsteht. Da es sich um simulierte Signale mit Bauteilen ohne parasitäre Effekte handelt, ist davon auszugehen, dass der Effekt bei realen Messungen eine größere Verzögerung erzeugt.

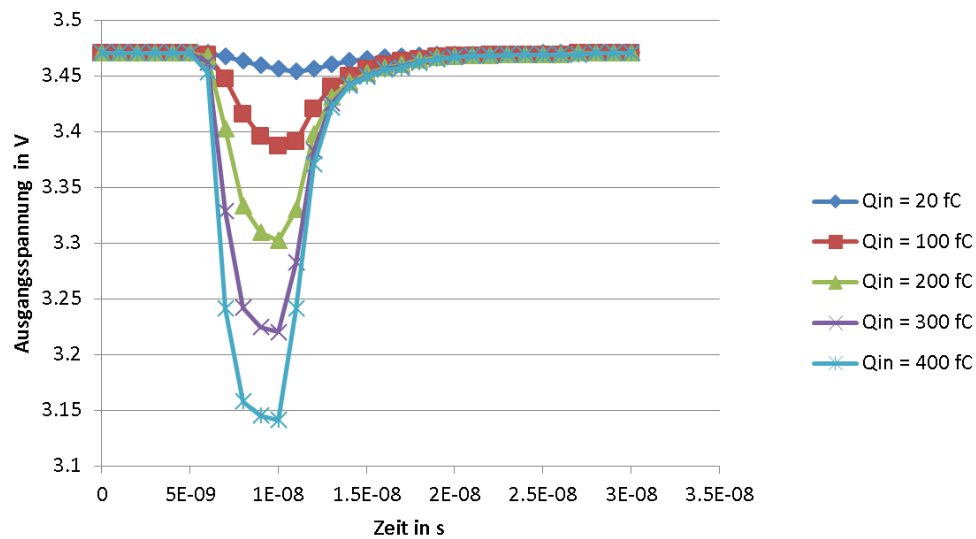


Abbildung 37: Simulierte Ausgangssignale des Vorverstärkers für verschiedene Eingangsladungen.

In Abbildung 38 ist die simulierte Ausgangsspannung des Vorverstärkers, zu einem definierten Zeitpunkt (10 ns nach dem Eingangssignal), für verschiedene Eingangsladungen dargestellt. Das Ausgangssignal ist negativ proportional zur eingespeisten Ladung. Die Vorverstärker weisen ein lineares Verhalten auf. Die Linearität der Vorverstärker ist von großer Bedeutung, da sie die erste Bauteilgruppe bilden und ihre Genauigkeit in alle nachgeschalteten Bauteilgruppen einfließt.

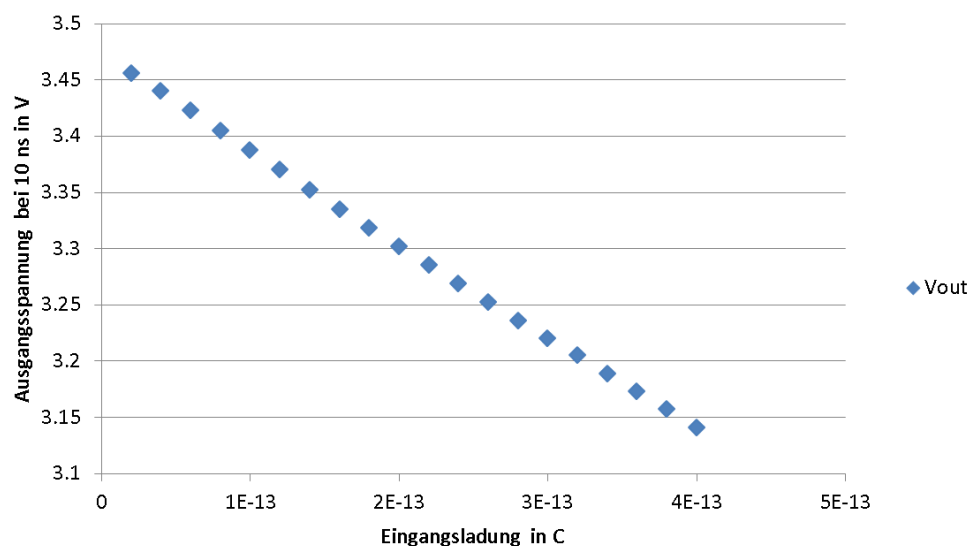


Abbildung 38: Simulierte Ausgangsspannung des Vorverstärkers 10 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen.



### 3.3.2 Messergebnisse des unipolaren fast shapers

Die Funktion und der Aufbau des unipolaren fast shapers ist in Kapitel 2.1.3 beschrieben. Zuerst werden die Ergebnisse der Simulationsdaten und anschließend die Ergebnisse der messtechnisch ermittelten Daten dargestellt. In die Rückkopplung des unipolaren fast shapers wurde ein Widerstand von 100 k $\Omega$  und eine Kapazität von 70 fF geschaltet. Für die Messungen wurde das Eingangssignal in den CTEST Eingang gespeist und das Ausgangssignal am DC\_FS Messkontakt abgegriffen.

Abbildung 39 zeigt die simulierten Ausgangssignale des unipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen von 20 fC bis 100 fC. Der unipolare fast shaper hat eine Filterzeit (Signaldauer) von  $\approx 25$  ns und keinen Nulldurchgang. Dem Ausgangssignal ist ein Gleichspannungsanteil von 1 V überlagert und die Signalamplitude ist positiv. Für eine Eingangsladung von 100 fC beträgt die maximale Ausgangsspannung 1,8 V, dies entspricht einer Signalamplitude von 0,8 V.

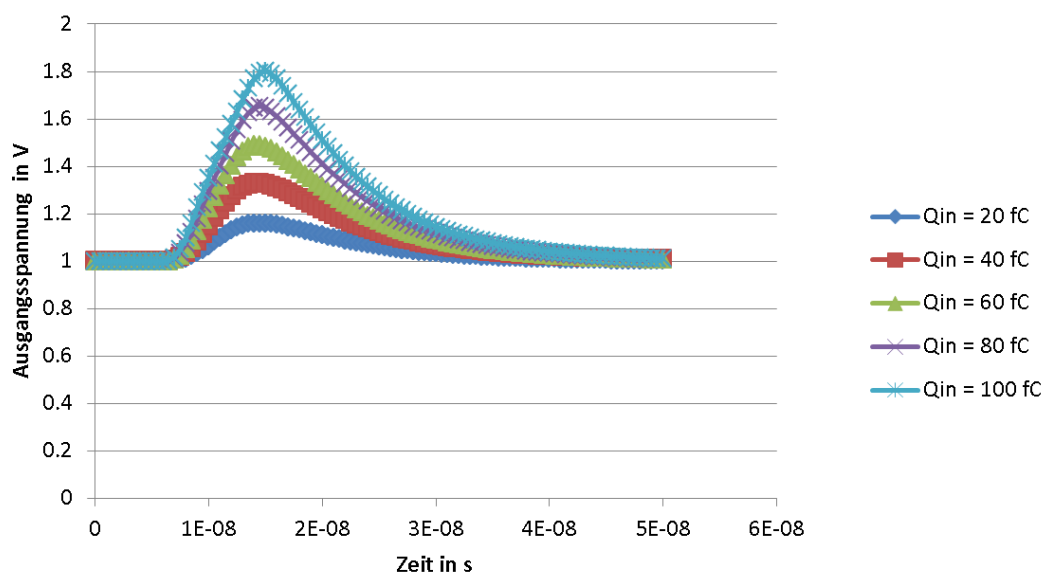


Abbildung 39: Simulierte Ausgangssignale des unipolaren fast shapers bei verschiedenen Eingangsladungen.

In Abbildung 40 ist die simulierte Ausgangsspannung des unipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen, 15 ns nach dem Eingangssignal dargestellt. Die Ausgangsspannung ist proportional zur eingespeisten Ladung, der unipolare fast shaper verhält sich also linear. Für die Simulation wird nur ein Kanal des MAROC3 dargestellt, da die simulierten Werte für alle Kanäle identisch sind.

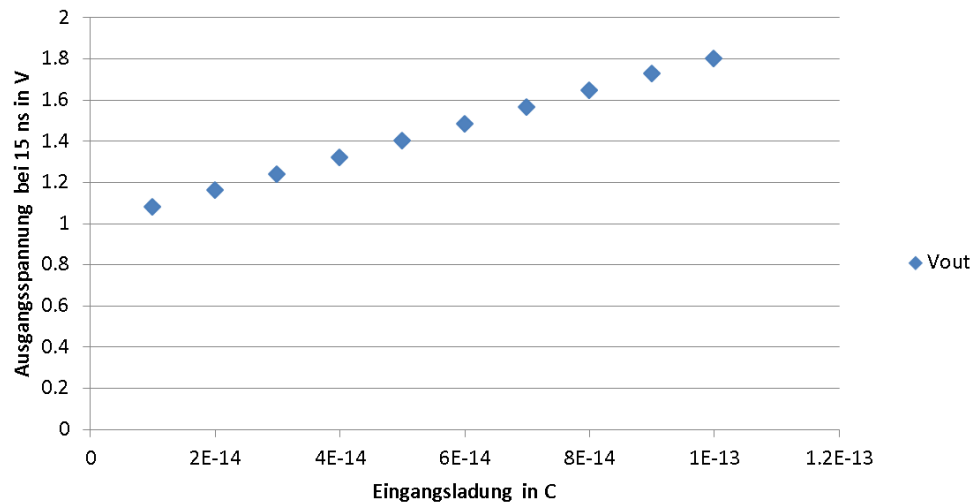


Abbildung 40: Simulierte Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) 15 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen.

Die messtechnisch ermittelten Ausgangssignale des unipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen zeigt Abbildung 41. Es wurden Eingangsladungen von 10 fC bis 100 fC eingespeist. Bei kleineren Eingangsladungen wird das Ausgangssignal verzögert, sodass keine Zeitstabilität gegeben ist. Die Filterzeit des unipolaren fast shapers beträgt  $\approx 35$  ns und ist damit 10 ns größer als die simulierte Filterzeit. Die maximale Signalamplitude bei einer Eingangsladung von 100 fC, entspricht 0,52 V und ist somit 0,28 V kleiner als beim simulierten Signal.

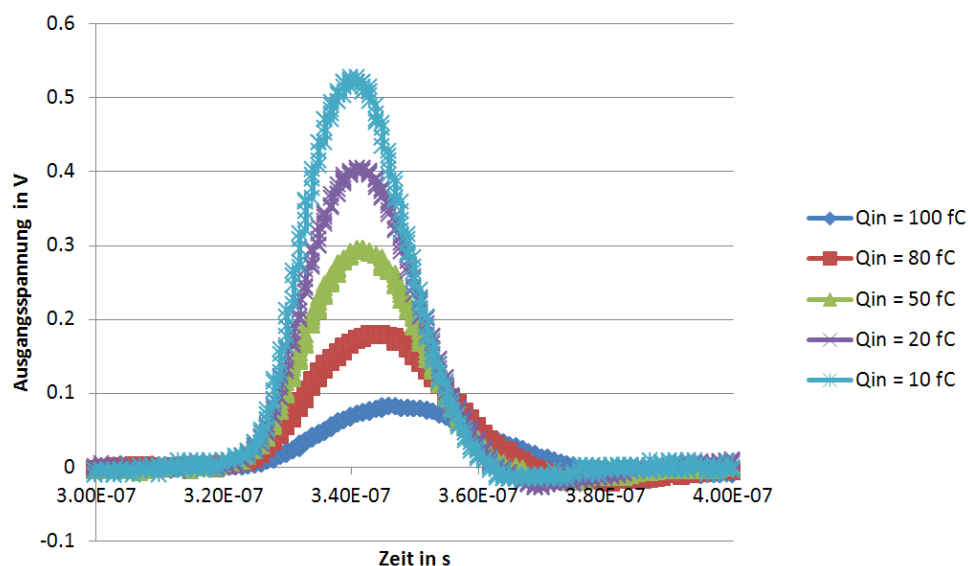


Abbildung 41: Gemessene Ausgangssignale des unipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen.

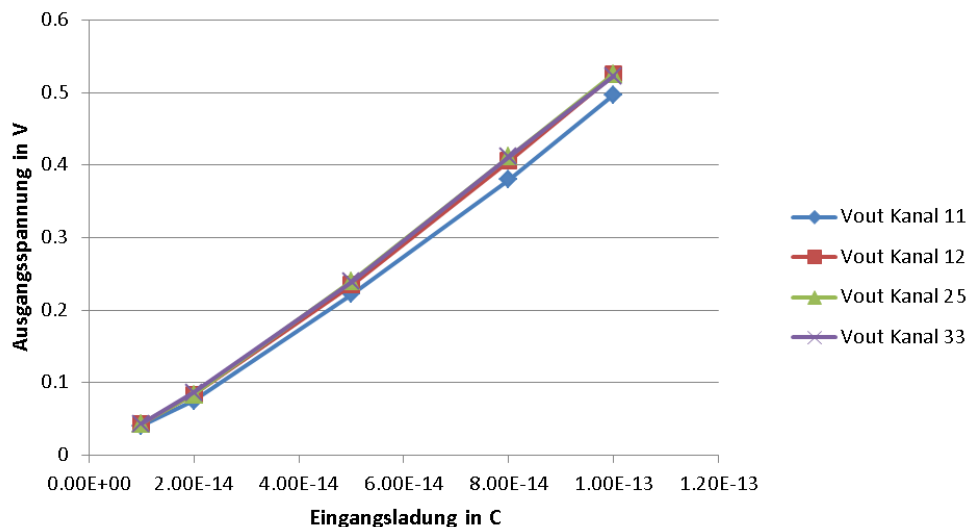


Abbildung 42: Gemessene maximale Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) mehrerer Kanäle, über verschiedene Eingangsladungen dargestellt.

Abbildungen 42 und 43 zeigen die maximalen Ausgangsspannungen des unipolaren fast shapers für mehrere Kanäle, bei verschiedenen Eingangsladungen von 10 fC bis 100 fC, in unterschiedlichen Darstellungen. Die Ausgangsspannungen der Kanäle verläuft annähernd proportional zur eingespeisten Ladung. Die Kanäle weisen untereinander einen unterschiedlichen Verstärkungsfaktor auf, während die Differenz in der Verstärkung proportional zur eingespeisten Ladung erhalten bleibt.

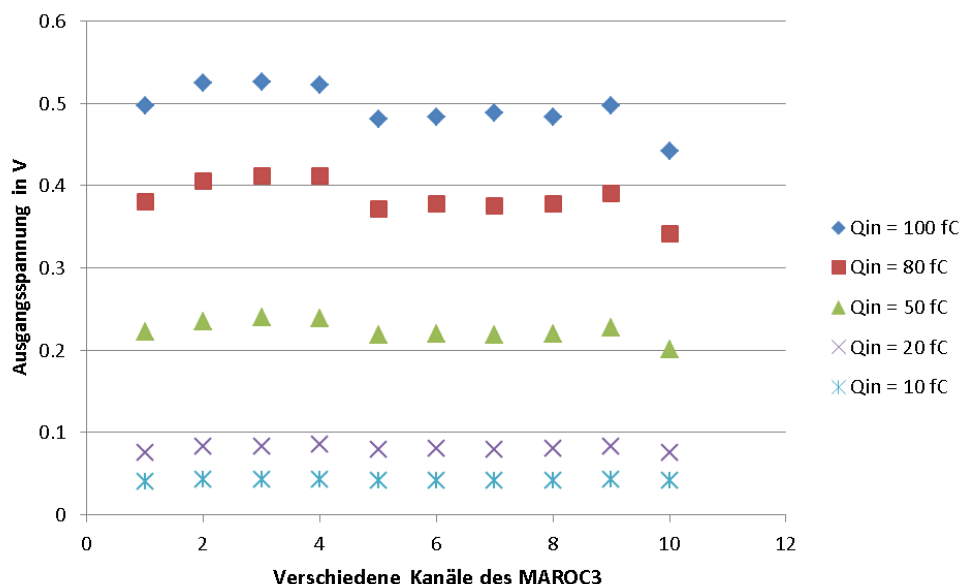


Abbildung 43: Gemessene maximale Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) bei unterschiedlichen Eingangsladungen, über verschiedene Kanäle dargestellt.

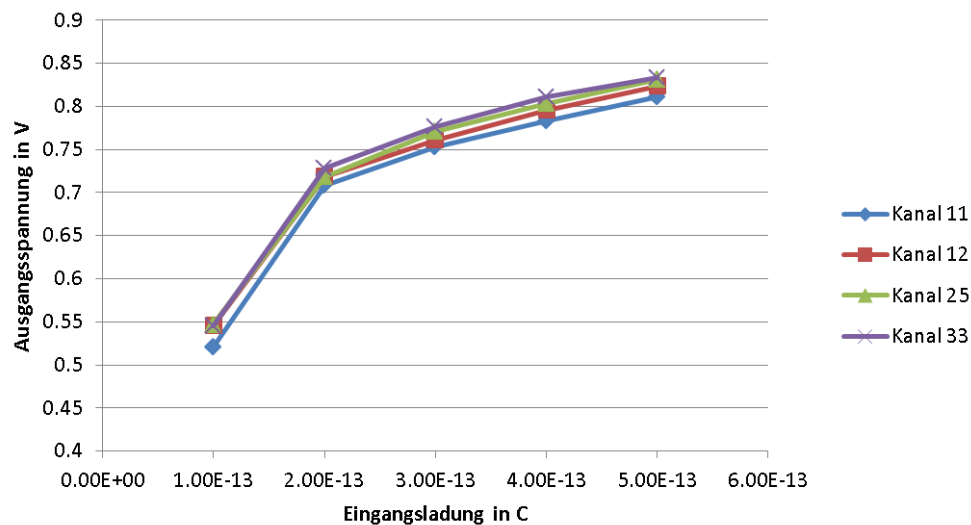


Abbildung 44: Gemessene maximale Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) für mehrere Kanäle, über verschiedene Eingangsladungen im Sättigungsbereich dargestellt.

Abbildung 44 und 45 zeigen die vorangegangenen Messungen mit einer höheren Eingangsladung von 100 fC bis 500 fC, sodass die Ausgangsspannungen im Sättigungsbereich betrachtet werden können. Ab einer eingespeisten Ladung von 100 fC verhält sich das Ausgangssignal nicht mehr proportional, zur eingespeisten Ladung. Die Differenz in der Verstärkung zwischen den einzelnen Kanälen verhält sich weiterhin proportional zueinander.

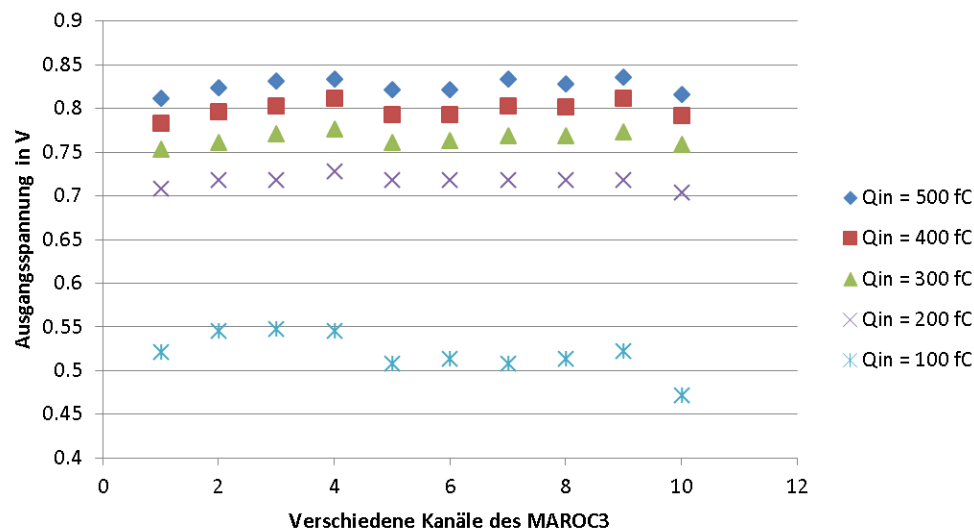


Abbildung 45: Gemessene maximale Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) bei unterschiedlichen Eingangsladungen im Sättigungsbereich, über verschiedene Kanäle dargestellt.

### 3.3.3 Messergebnisse des bipolaren fast shapers

Für die Linearitätsmessung wird nur der bipolare fast shaper betrachtet, da die Ausgangssignale des halb bipolaren fast shapers, bei einer Einspeisung der doppelten Eingangsladung, identisch sind. Die Funktionsweise und der Aufbau des bipolaren fast shapers wurde in Kapitel 2.1.3 beschrieben. Zuerst werden wieder die Ergebnisse der Simulationsdaten und anschließend die Ergebnisse der messtechnisch ermittelten Daten dargestellt. In die Rückkopplung des bipolaren fast shapers wurde ein Widerstand von  $100\text{ k}\Omega$  und eine Kapazität von  $170\text{ fF}$  geschaltet. Für die Messungen wurde das Eingangssignal in den CTEST Eingang gespeist und das Ausgangssignal am DC\_FS Messkontakt abgegriffen.

In Abbildung 46 werden die simulierten Ausgangssignale des bipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen dargestellt. Dabei ist eine Eingangsladung ( $100\text{ fC}$ ) im linear arbeitenden Bereich dargestellt und zwei Eingangsladungen ( $300\text{ fC}$  und  $500\text{ fC}$ ) im Sättigungsbereich. Die Filterzeit beträgt  $\approx 250\text{ ns}$  und das Ausgangssignal hat nach  $\approx 50\text{ ns}$  einen definierten Nulldurchgang. Nach einer Anstiegszeit von  $\approx 15\text{ ns}$  ist die maximale Signalamplitude erreicht. Der Gleichspannungsanteil beträgt  $2,2\text{ V}$  und die maximale Signalamplitude für eine Eingangsladung von  $100\text{ fC}$   $-0,37\text{ V}$ .

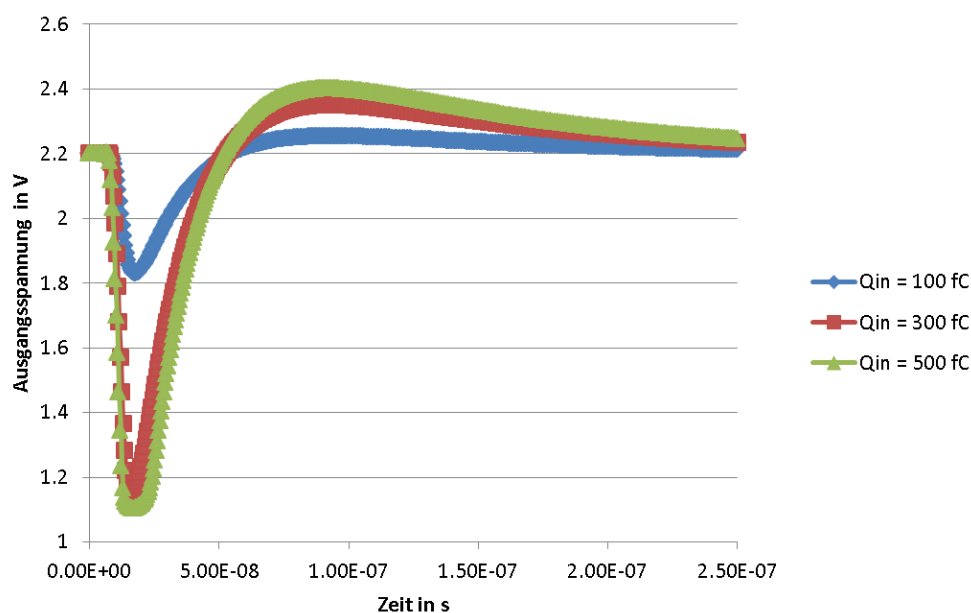


Abbildung 46: Simulation der Ausgangssignale des bipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen.

Abbildung 47 zeigt die simulierte Ausgangsspannung  $20\text{ ns}$  nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen. Die Ausgangsspannung ist negativ proportional zur eingespeisten Ladung, der bipolare fast shaper arbeitet linear. Es wurde wieder nur ein Kanal des MAROC3 simuliert, da in der Simulation keine Abweichungen zwischen den einzelnen Kanälen auftreten.

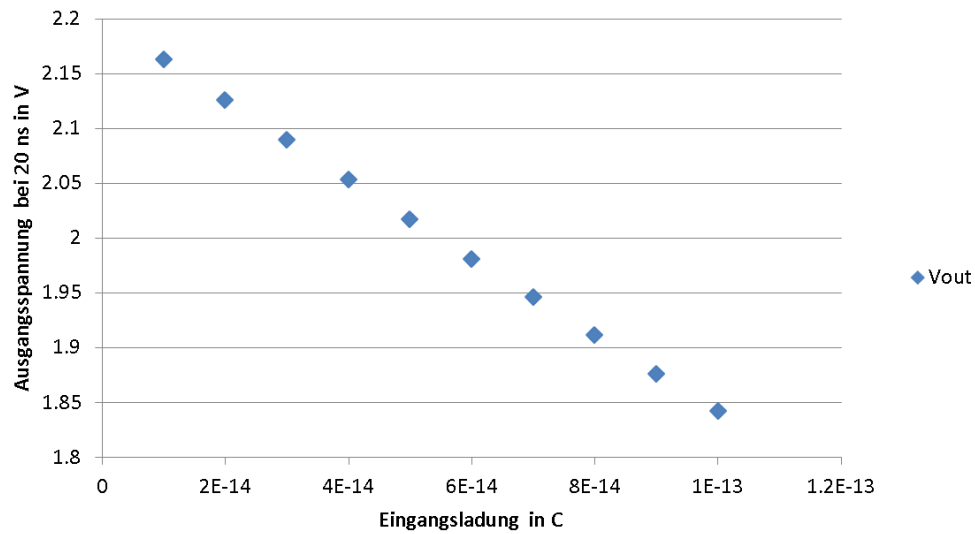


Abbildung 47: Simulation der Ausgangsspannung des bipolaren fast shapers, 20 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen.

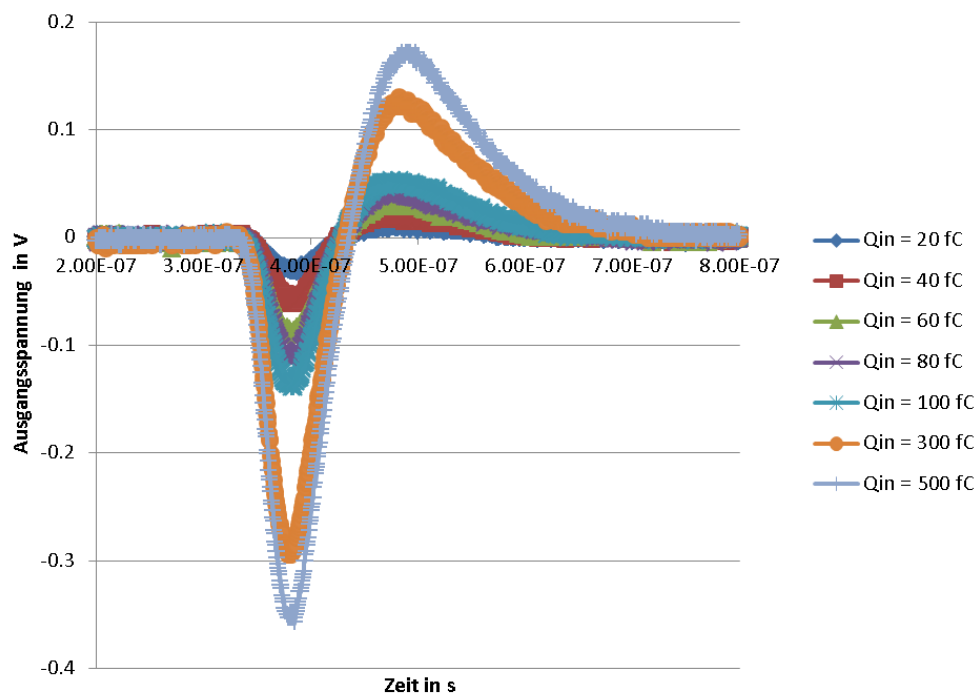


Abbildung 48: Gemessene Ausgangssignale des bipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen.

Abbildung 48 stellt die messtechnisch ermittelten Ausgangssignale des bipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen dar. Dabei wurden Ladungen von 20 fC bis 500 fC eingespeist, sodass Ausgangssignale im Linear- und im Sättigungsbereich dargestellt werden. Die Filterzeit beträgt  $\approx 400$  ns und ist somit 150 ns länger als die simulierte. Nach  $\approx 100$  ns gibt es einen definierten Nulldurchgang, der im Vergleich zum simulierten Signal 50 ns verzögert ist. Die Signalamplitude der Ausgangsspannung beträgt -0,13 V für eine Eingangsladung von 100 fC, dies sind -0,24 V weniger als bei den simulierten Signalen.

Abbildung 49 und 50 zeigen die maximale Ausgangsamplitude des bipolaren fast shapers, für mehrere Kanäle, bei verschiedenen Eingangsladungen von 10fC bis 100 fC, in unterschiedlichen Darstellungen. Die Ausgangsspannung der Kanäle verläuft annähernd proportional zur eingespeisten Ladung. Die Kanäle weisen untereinander einen unterschiedlichen Verstärkungsfaktor auf, die Differenz in der Verstärkung bleibt aber proportional zur eingespeisten Ladung erhalten.

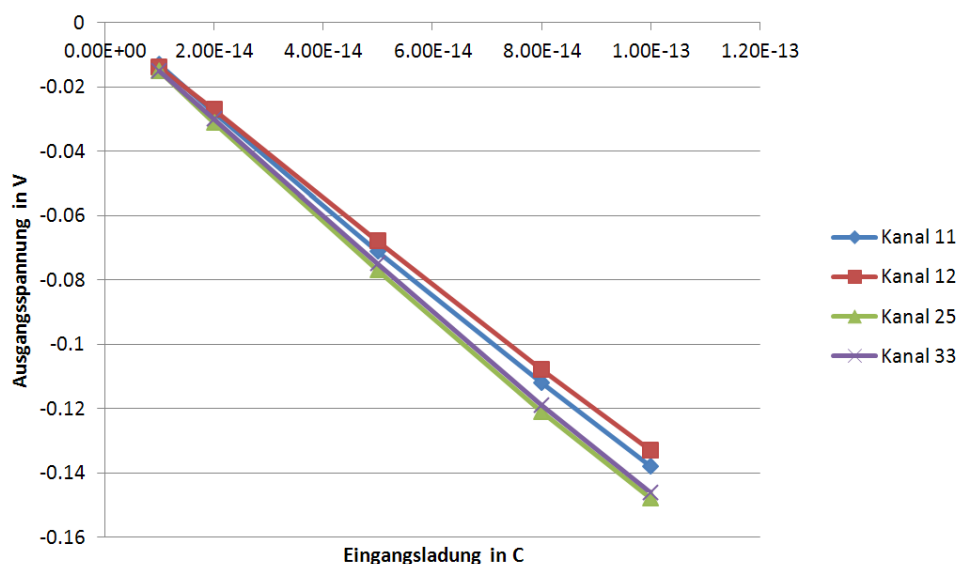


Abbildung 49: Gemessene maximale Signalamplitude (des bipolaren fast shapers) für mehrere Kanäle, über verschiedene Eingangsladungen dargestellt.

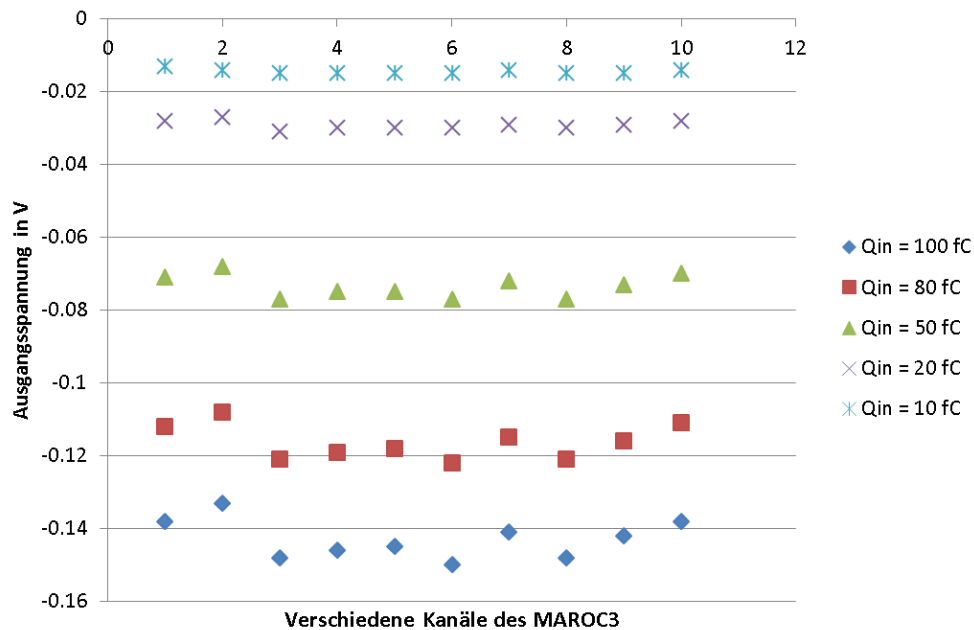


Abbildung 50: Gemessene maximale Signalamplitude (des bipolaren fast shapers) bei unterschiedlichen Eingangsladungen, über mehrere Kanäle dargestellt.

### 3.3.4 Messergebnisse des slow shapers

Die Funktion und der Aufbau des slow shapers wurde in Kapitel 2.1.5 beschrieben. Zuerst sollen wieder die Simulationsdaten und anschließend die messtechnisch ermittelten Daten dargestellt werden. In der Rückkopplung des slow shapers befindet sich ein fester Widerstand von 100 k $\Omega$  und dem slow shaper ist ein fester Widerstand von 33 k $\Omega$  vorgeschaltet. Die zugehörigen Kondensatoren wurden in der Rückkopplung zu einem Kapazitätswert von 0,3 pF geschaltet und die vorgeschalteten Kondensatoren ergeben einen Kapazitätswert von 0,9 pF.

Dem RC-Speicher wurde eine Kapazität von 3,75 pF eingestellt. Für die Messungen wurde das Eingangssignal in den CTEST Eingang gespeist und das Holdsignal für die Abtastung angelegt. Das Ausgangssignal wurde am Messkontakt OUT\_Q abgegriffen.

Abbildung 51 zeigt die simulierten Ausgangssignale des slow shapers, für verschiedene Eingangsladungen von 100 fC bis 500 fC. Die Filterzeit beträgt  $\approx 225$  ns und das Ausgangssignal hat nach  $\approx 60$  ns einen definierten Nulldurchgang. Nach einer Anstiegszeit von  $\approx 25$  ns ist die maximale Signalamplitude erreicht. Der Gleichspannungsanteil beträgt 1,1 V und die maximale Signalamplitude für eine Eingangsladung von 500 fC beträgt 0,41 V.



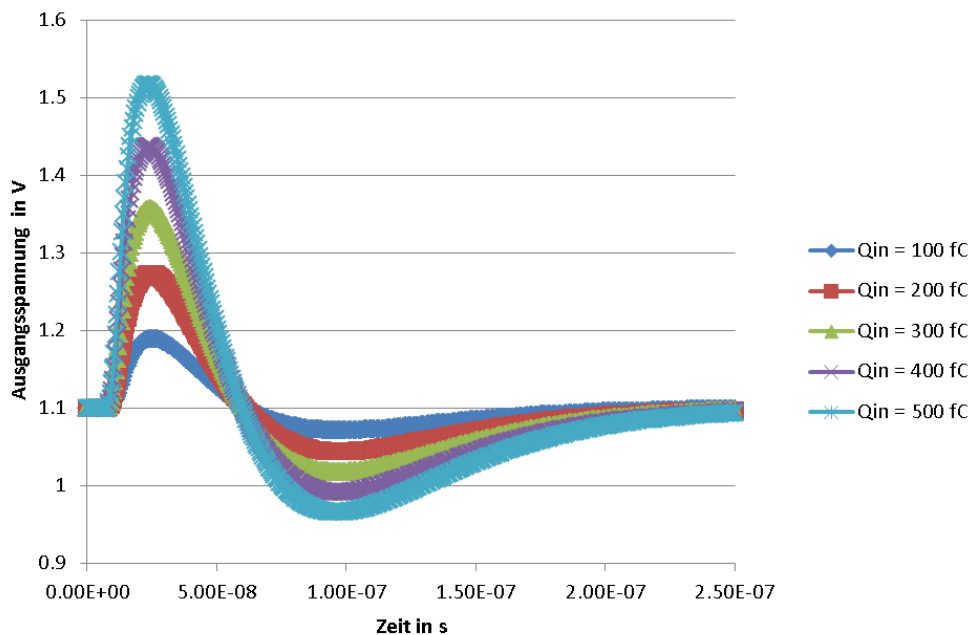


Abbildung 51: Simulation der Ausgangssignale des slow shapers, für verschiedene Eingangsladungen.

Abbildung 52 zeigt die simulierte Ausgangsspannung 25 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen. Die Ausgangsspannung ist proportional zur eingespeisten Ladung, der slow shaper arbeitet linear. Es wurde wieder nur ein Kanal des MAROC3 simuliert, da in der Simulation keine Abweichungen zwischen den einzelnen Kanälen auftreten.

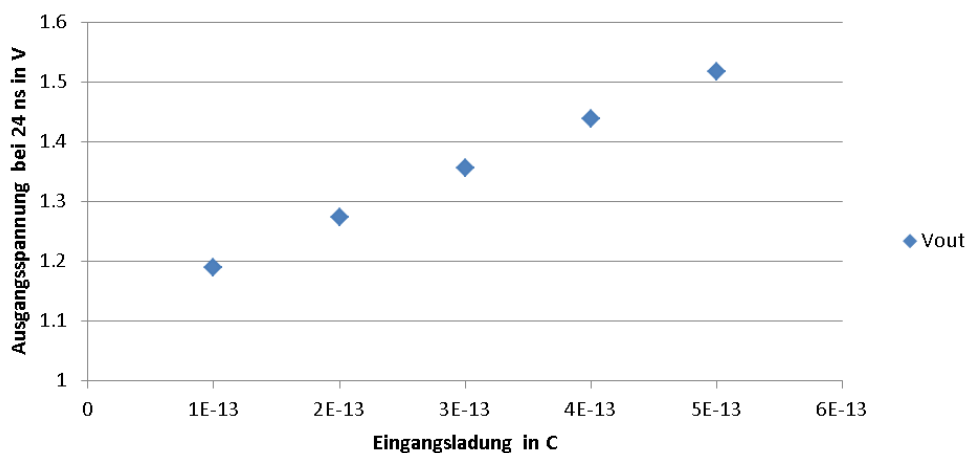


Abbildung 52: Simulation der Ausgangsspannung des slow shapers, 25 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen.

Abbildung 53 stellt die messtechnisch ermittelten Ausgangssignale des slow shapers, für verschiedene Eingangsladungen von 100 fC bis 500 fC, dar. Die Filterzeit beträgt  $\approx 475$  ns und ist somit 250 ns länger als die simulierte. Nach  $\approx 125$  ns gibt es einen definierten Nulldurchgang, der im Vergleich zur Simulation 65 ns verzögert ist. Die Signalamplitude der Ausgangsspannung beträgt 0,085 V, für eine Eingangsladung von 500 fC, dies sind 0,325 V weniger als beim simulierten Signal.

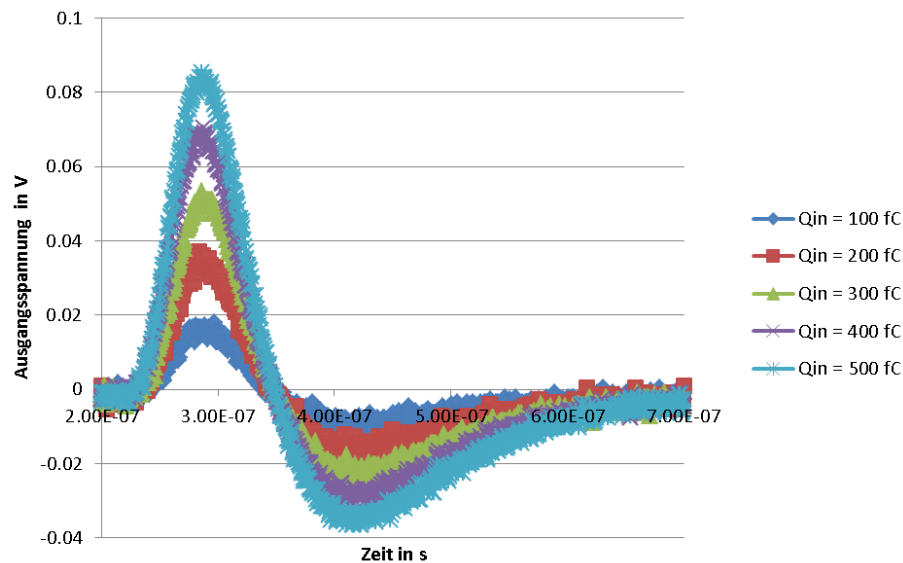


Abbildung 53: Gemessene Ausgangssignale des slow shapers, für verschiedene Eingangsladungen.

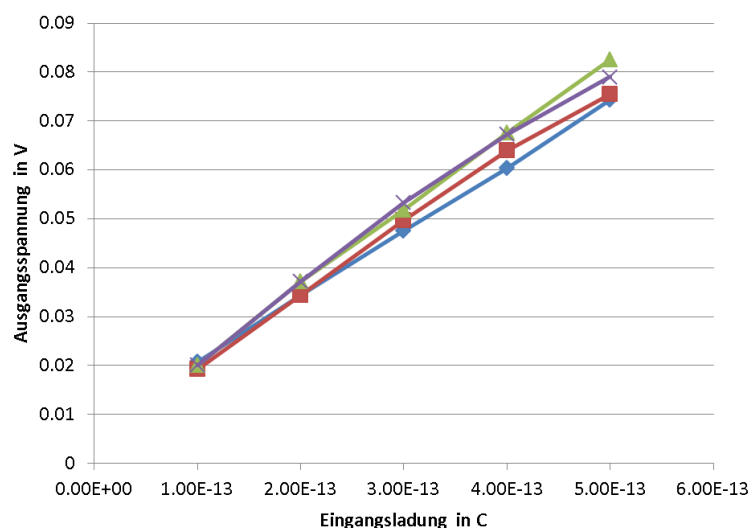


Abbildung 54: Gemessene maximale Signalamplitude (des slow shapers) für mehrere Kanäle, über verschiedene Eingangsladungen dargestellt.

Abbildung 54 und 55 zeigen die maximalen Ausgangsamplituden des slow shapers, für mehrere Kanäle, bei verschiedenen Eingangsladungen von 100 fC bis 500 fC, in unterschiedlichen Darstellungen. Die Ausgangsspannung der Kanäle verläuft für höhere Eingangsladungen nicht mehr proportional, zur eingespeisten Ladung. Die Kanäle weisen untereinander einen unterschiedlichen Verstärkungsfaktor auf, dessen Differenz sich in der Verstärkung zueinander ändert.

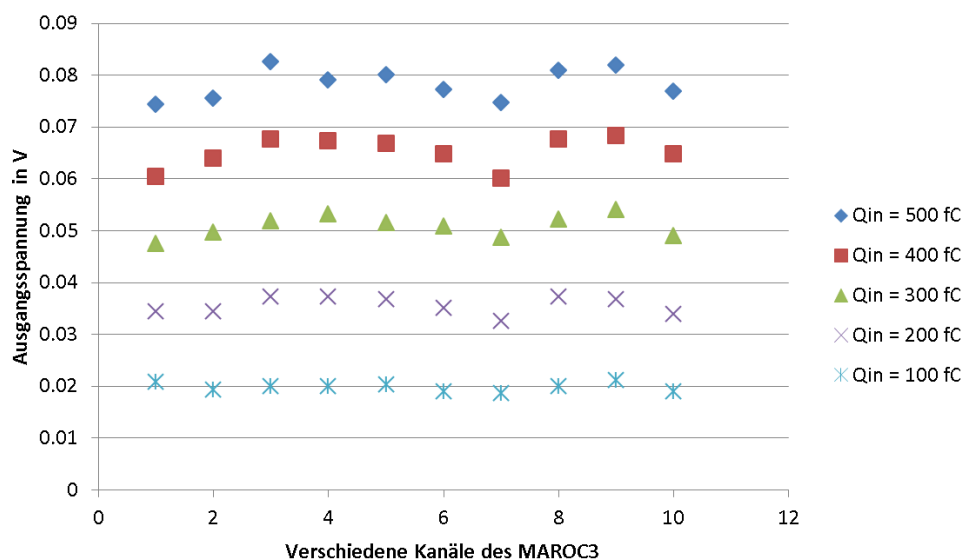


Abbildung 55: Gemessene maximale Signalamplitude (des slow shapers) bei unterschiedlichen Eingangsladungen, über mehrere Kanäle dargestellt.

### 3.3.5 Analyse der Messergebnisse für die Filterverstärker

Die Messdaten des unipolaren fast shapers sind nicht zeitstabil, da sich die Ausgangssignale für kleinere Eingangsladungen deutlich verzögern. Dieser Effekt wurde bereits bei den Simulationen der Vorverstärker (Kapitel 3.3.1) beobachtet und ist in Verbindung mit dem unipolaren fast shaper wesentlich verstärkt. Es handelt sich dabei um eine reine Verzögerung der Signale, bei der die Signaldauer identisch bleibt. Es wird vermutet, dass die Verzögerungen von Bauteilen entstehen, wenn diese an der Grenze zu ihren Detektionsschwellen (Schwellspannungen) arbeiten.

Bei allen Messungen sind die simulierten Filterzeiten um einiges kürzer als die Filterzeiten der messtechnisch ermittelten Daten. Die vergrößerte Filterzeit lässt sich dadurch begründen, dass die Verzögerungszeiten der realen Bauteile in der Simulation nicht vollständig berücksichtigt wurden. Durch die vergrößerten Filterzeiten verzögert sich beim bipolaren fast shaper und beim slow shaper ebenfalls der Nulldurchgang.

Alle messtechnisch ermittelten Signale weisen eine (wesentlich) kleinere Signalamplitude, als die simulierten Signale auf. Die kleinere Signalamplitude entsteht größtenteils durch die längere Filterzeit, da das Signal über eine größere Zeitspanne aufintegriert wird. Zu der

kleineren Signalamplitude können aber auch weitere Effekte beitragen. Der Signaleingang vom Pulsgenerator zum Evaluation-Board und der Signalausgang zum Oszilloskop können nicht exakt angepasst sein. Die Verbindungsleitungen dämpfen die Signale. Die einzelnen Bauteilgruppen des MAROC, haben Bauteiltoleranzen und parasitäre Effekte, die in der Simulation nicht vollständig berücksichtigt wurden. Der Signalabgriff im MAROC3, hinter den Filterverstärkern, wird in einer nachgeschalteten Verstärkerstufe weiterverarbeitet, welche ebenfalls Bauteiltoleranzen und parasitären Effekten unterliegt.

Bei der Signalbetrachtung zwischen den einzelnen Kanälen ist ersichtlich, dass diese leicht unterschiedliche Verstärkungsfaktoren aufweisen. Die Differenz in der Verstärkung zwischen den Kanälen bleibt aber proportional zur Eingangsladung erhalten, wodurch Messungenauigkeiten ausgeschlossen werden können. Die Verstärkungsunterschiede zwischen den einzelnen Kanälen lassen sich somit auf die produktionsbedingten Bauteiltoleranzen zurückführen. Da die Abweichungen gleichbleibend zueinander sind, können diese mit den entsprechenden Vorverstärkereinstellungen kompensiert werden. Beim slow shaper ist das Verhalten der Differenzen, zwischen den einzelnen Kanälen, bei größeren Eingangsladungen, nicht mehr proportional zueinander. Dies ist darauf zurück zu führen, dass in einzelnen Kanälen schon erste Sättigungseffekte auftreten, welche die Verstärkung verändern (Ausgangsspannung nicht mehr proportional zur Eingangsladung).

Der bipolare fast shaper hat eine sehr lange Zeitkonstante. Mit ihm ist die Triggererzeugung dennoch realisierbar, da seine Anstiegszeit  $\approx 15$  ns beträgt und die Diskriminatorschwelle somit in einer kurzen Zeitspanne erreicht wird. Für die Erzeugung eines Triggersignals ist es egal, ob der unipolare oder bipolare fast shaper in den Sättigungsbereich geht. Eine Pulshöhendiskriminierung ist aber nur im linearen Bereich möglich. Hierbei muss beachtet werden, dass der halb bipolare fast shaper den Sättigungsbereich erst bei der doppelten Eingangsladung erreicht und somit in einem größeren Bereich für die Pulshöhendiskriminierung geeignet ist.

### 3.3.6 DACs

Die Funktionsweise der DACs und die Formeln zur Berechnung ihrer Ausgangsspannung wurden in Kapitel 2.1.4 beschrieben. Für die Linearitätsmessungen der DACs wurde ein Multimeter an Kontaktpinne (Vdac 0 oder Vdac 1), auf dem Evaluation-Board, angeschlossen. An diesen liegt die Ausgangsspannung des entsprechenden DACs (DAC0 oder DAC1) an. Über die Benutzersoftware wurden verschiedene DAC-Werte eingestellt und die zugehörige Ausgangsspannung gemessen.

Abbildung 56 zeigt die ermittelten Werte. Für DAC0 ist der Spannungsverlauf zusätzlich für den verkleinerten Spannungsbereich (small DAC0), zum Erreichen einer besseren Auflösung, dargestellt. Die gemessenen Spannungen sind linear und lassen sich nach den in Kapitel 2.1.4 beschriebenen Formeln 3, 4 und 5 berechnen.

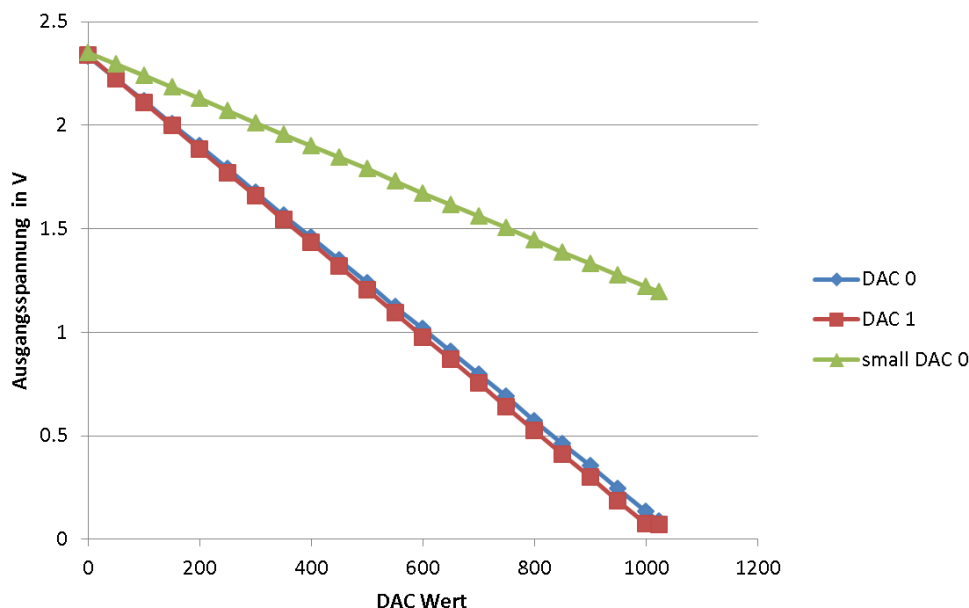


Abbildung 56: Gemessene Ausgangsspannungen der DACs, für die verschiedenen DAC-Werte. DAC0 ist für beide einstellbaren Spannungsbereiche dargestellt.

### 3.3.7 ADC

Um die Linearität des Analog Digital Konverter (ADC) zu überprüfen, wurde ein Eingangssignal in den CTEST Eingang eingespeist und ein Abtastsignal an die Holdeingänge angelegt. Das Holdsignal wurde zeitlich so verzögert, dass der slow shaper Ausgang im Signalmaximum abgetastet wurde. Für 10.000 Messungen wurde der abgetastete Spannungswert digitalisiert und die digitalen Werte in einem Histogramm dargestellt. Diese Messungen wurde für jede Auflösung (8 Bit, 10 Bit, 12 Bit) wiederholt. Zur Analyse der Messdaten wurde mit Formel 7 der Mittelwert der Messergebnisse bestimmt und anschließend mit Formel 8 die Varianz berechnet, aus der die Standardabweichung bestimmt werden kann.

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (7)$$

$$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \quad (8)$$

Abbildung 57 stellt die Häufigkeitsverteilung der digitalisierten Spannungswerte bei einer Auflösung von 12 Bit dar. Die zugehörige Analyse der Messdaten befindet sich in Tabelle 1. Bei einer Auflösung von 12 Bit ergibt sich eine Schrittweite von 0,257 mV (LSB = 0,257 mV). Die sich daraus berechnende Standardabweichung beträgt 0,46 mV und muss nicht durch die Linearität des ADCs entstehen. Die Abweichung liegt in der Größenordnung

des Rauschsignals, welches dem Ausgangssignal überlagert ist und somit zu einer Streuung der ermittelten Werte beiträgt.

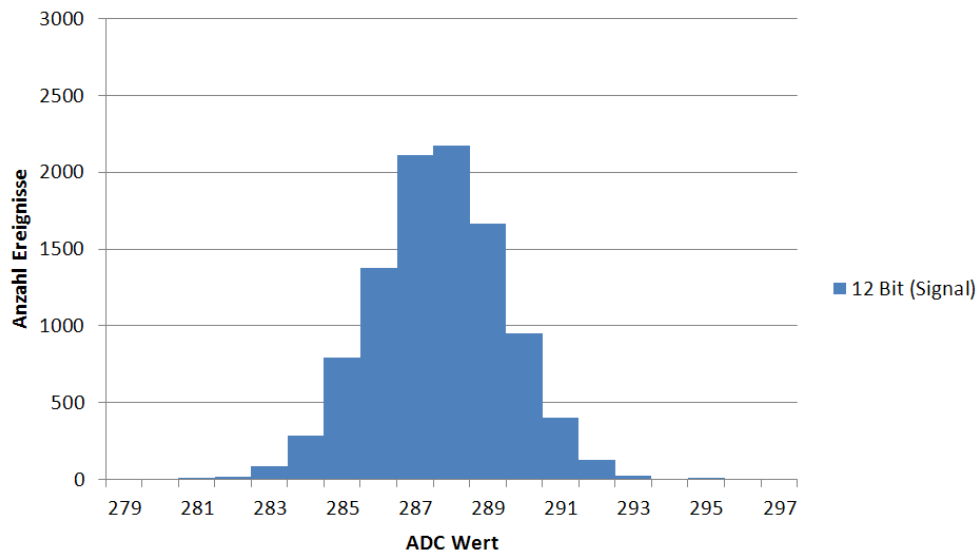


Abbildung 57: ADC Messung für eine Auflösung von 12 Bit

Tabelle 1: Analyse der ADC Messung mit einer Auflösung von 12 Bit

	ADC-Wert		
Mittelwert	287,7	Standardabweichung s	0,46 mV
Varianz $s^2$	3,3		
Standardabweichung s	1,8		

Abbildung 58 stellt die Häufigkeitsverteilung für eine Auflösung von 10 Bit dar. Ein ADC-Wert von 70 wurde am häufigsten ausgegeben und der höhere Wert von 71 tritt fast halb so oft auf. Es wurde mit einer sehr geringen Anzahl auch der Wert 69 ausgegeben. Der Mittelwert für die ausgegebenen Werte liegt bei 70,3. Bei einer Auflösung von 10 Bit hat das LSB 1,028 mV und stellt somit die Genauigkeit, mit der die Spannung aufgelöst werden kann, dar.

Die Häufigkeitsverteilung für eine Auflösung von 8 Bit wird in Abbildung 59 dargestellt. Dabei wurde größtenteils ein Wert von 18 ausgegeben und in einer geringen Anzahl ein Wert von 17, sodass der Mittelwert bei 17,8 liegt. Das LSB hat bei einer Auflösung von 8 Bit einen Wert von 4,112 mV und stellt wieder die Genauigkeit dar, mit der die Spannung aufgelöst werden kann.

Bei einer kleineren Auflösung vergrößert sich das LSB (Schrittweite), wodurch eine immer größer Unterteilung resultiert (Quantisierungsschritte).

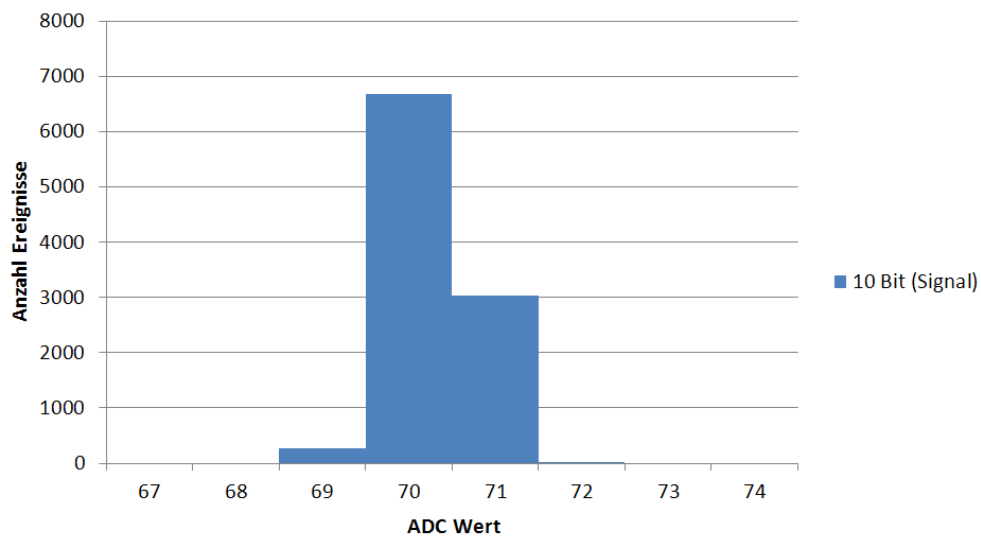


Abbildung 58: ADC Messung für eine Auflösung von 10 Bit

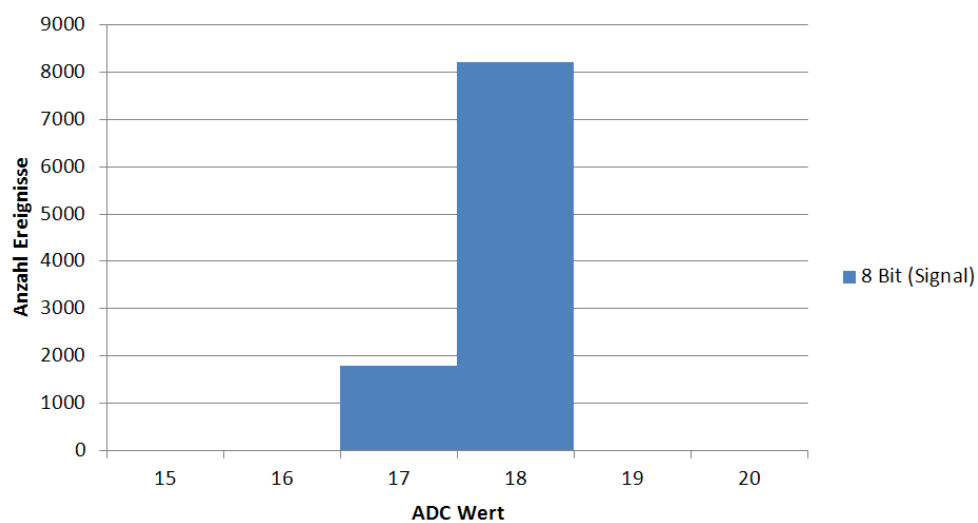


Abbildung 59: ADC Messung für eine Auflösung von 8 Bit

### 3.4 Variation der Filterzeit

Die Filterzeit der einzelnen Filterverstärker lässt sich variieren, wodurch sie den entsprechenden Gegebenheiten angepasst werden können. Dabei sind alle Filterverstärker im MA-ROC3 als Bandpassfilter aufgebaut und filtern somit nur einen bestimmten Teil des Spektrums heraus. Das Rauschen wird somit minimiert, da alle Rauschanteile außerhalb des gefilterten Spektrums dem Ausgangssignal nicht mehr überlagert werden.

Der Filterverstärker besitzt dabei eine bestimmte Filterzeit (shaping time), die sich aus der oberen und unteren Zeitkonstante des Bandpassfilters bestimmt. Die untere Grenze bildet ein Hochpassfilter (Differentiator), der durch einen Kondensator in der Rückkopplung des Filterverstärkers und einem vorgeschalteten Widerstand realisiert ist. Die obere Grenze bildet ein Tiefpassfilter (Integrator), der sich aus einem Widerstand in der Rückkopplung und einem vorgeschalteten Kondensator zusammensetzt. Über diese beiden Filtergrenzen lässt sich die Filterzeit variieren.

Abbildung 60 zeigt das Ausgangssignal des slow shapers für verschiedene Filterzeiten. In den CTEST Eingang wurde eine Eingangsladung von 100 fC gespeist und ein Abtastsignal an die Holdeingänge angelegt. Für den RC-Speicher wurde ein Kapazitätswert von 3,75 pF eingestellt und die Kapazität des slow shaper variiert. Es ist ersichtlich, dass sich die Signalamplitude durch die variierte Filterzeit verändert, aber das Integral unter der Signalkurve gleichbleibt. [25]

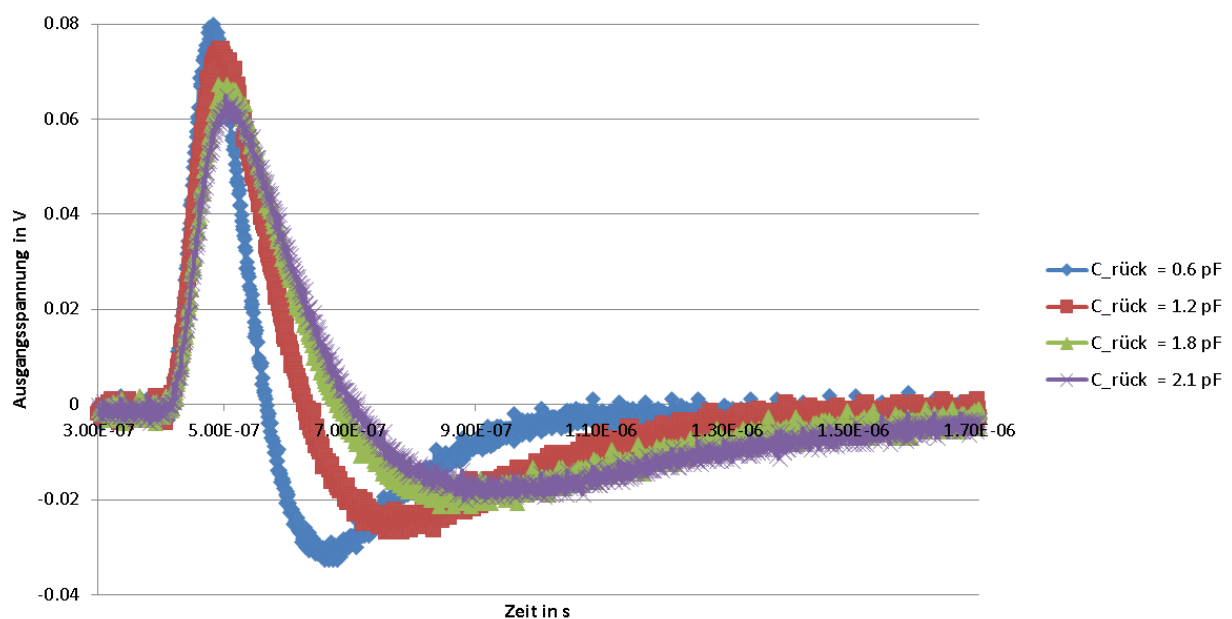


Abbildung 60: Gemessene Ausgangssignale des slow shapers für verschiedene Filterzeiten, bei einer konstanten Eingangsladung von 100 fC.



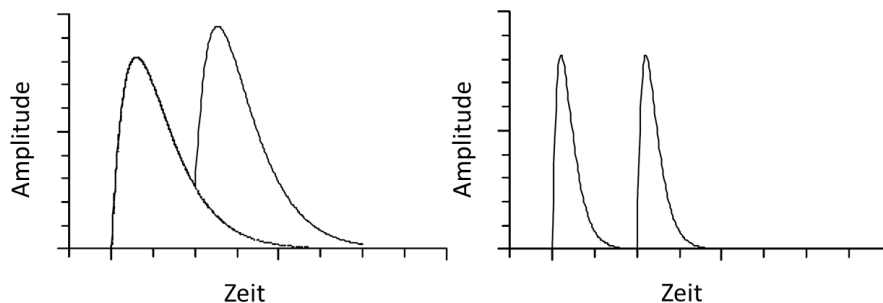


Abbildung 61: Zwei aufeinanderfolgende Signale, links entsteht ein pile-up und die Signale müssen verworfen werden, rechts werden beide Signale erfasst.

Die Filterzeit muss dabei dem Eingangssignal angepasst werden. Die Form des Eingangssignals wird im Neutronendetektor durch den verwendeten Szintillator und dessen Abklingzeit vorgegeben. Es ist zu beachten, dass die Filterzeit lang genug ist, um alle Signalanteile des Eingangssignals zu erfassen. Dabei muss für ein Eingangssignal, mit einer langsameren Anstiegszeit, eine dementsprechend langsamere Filterzeit eingestellt werden. Um die Detektion von möglichst schnell aufeinander folgenden Signalen zu ermöglichen, sollte die Filterzeit kurz sein. Ist die Filterzeit dennoch zu lang, kann es zu einer Signalüberlagerung (pile-up) kommen, indem ein neues Signal detektiert wird, während ein vorhergehendes noch nicht verarbeitet ist. Diese Signalüberlagerung ist in Abbildung 61 links dargestellt und lässt das erfasste Signal bzw. die erfassten Signale unbrauchbar werden. Rechts in Abbildung 61 sind die beiden gleichen aufeinander folgenden Signale, für eine kürzere Filterzeit dargestellt, sodass keine Signalüberlagerung entsteht und beide Signale erfasst werden können. [26]

### 3.5 Rauschmessungen

Wie in dem vorherigen Kapitel beschrieben, ist das Rauschsignal abhängig von der eingestellten Filterzeit, des verwendeten Filterverstärkers. Es sollen kurz die Rauschwerte der Simulationsdaten und die Rauschwerte der Messdaten miteinander verglichen werden, um ein weiteres Qualitätskriterium zu berücksichtigen. Die simulierten Rauschwerte wurden dabei mit der Entwicklungssoftware Cadence erstellt und messtechnisch ermittelten Rauschwerte wurden aus dem Signalverlauf berechnet. Bei den gezeigten Werten handelt es sich um den quadratischen Mittelwert der Rauschsignale (Root Mean Square, kurz RMS), der sich nach Formel 9 berechnet.

$$RMS = \sqrt{\frac{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + \dots + x_n^2}{n}} \quad (9)$$

Abbildung 62 und 63 zeigen die RMS Rauschwerte des unipolaren fast shapers. Die Mess- und Simulationswerte weisen dabei die gleiche Tendenz auf. In Abbildung 62 wird der Widerstandswert vergrößert (Kondensatorwert konstant 10 fF), wodurch die obere

Filtergrenze (Tiefpassfilter) zu größeren Frequenzen hin verschoben wird. Durch dieses Verschieben wird der Filterbereich vergrößert und ein breiteres Rauschspektrum erfasst, wodurch das Rauschsignal stärker wird. In Abbildung 63 wird der Kondensatorwert vergrößert (Widerstandswert konstant  $100\text{ k}\Omega$ ) und dadurch die untere Filtergrenze (Hochpassfilter), auf eine höhere Frequenz verschoben. Der Filterbereich verkleinert sich, wodurch das erfasste Rauschspektrum abnimmt. In Abbildung 62 weisen die messtechnisch ermittelten Rauschwerte im unteren Bereich Schwankungen auf, die wahrscheinlich durch Bauteiltoleranzen im MAROC3 entstehen.

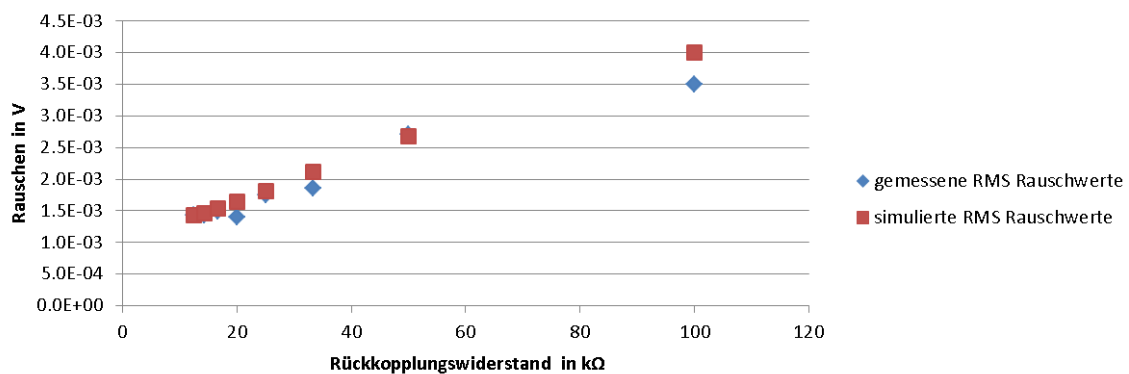


Abbildung 62: Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des unipolaren fast shapers, bei konstanter Rückkopplungskapazität ( $10\text{ fC}$ ).

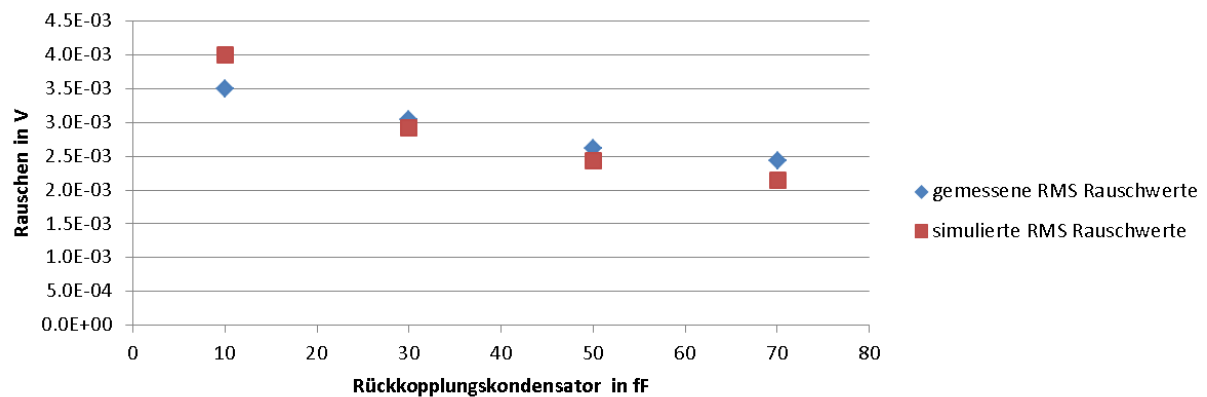


Abbildung 63: Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des unipolaren fast shapers, bei konstantem Rückkopplungswiderstand ( $100\text{ k}\Omega$ ).

In Abbildung 64 und 65 sind die RMS Rauschwerte des bipolaren fast shapers gezeigt. Die Tendenzen, zwischen der Messung und Simulation, verhalten sich dabei ebenfalls identisch und steigen oder fallen, je nachdem welche Filtergrenze verschoben wird. Das gemessene Rauschsignal ist dabei in beiden Fällen kleiner, als das simulierte Rauschsignal. Vermutlich liegt dies an den Bauteiltoleranzen und parasitären Effekten, die in der Simulation nicht vollständig berücksichtigt sind und schon in Kapitel 3.3.5 besprochen wurden. Durch diese Effekte wird nicht nur die Signalamplitude kleiner, sondern auch die Amplitude des Rauschsignals.

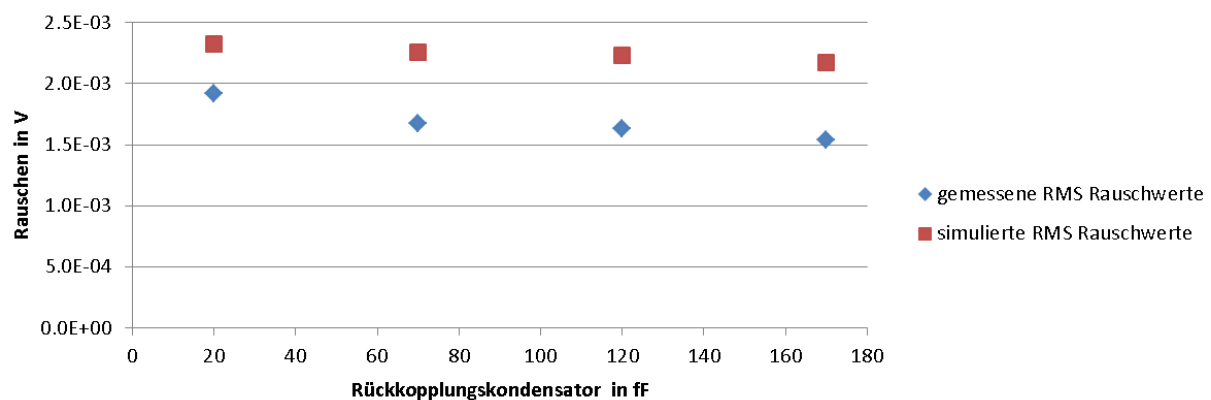


Abbildung 64: Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des bipolaren fast shapers, bei konstantem Rückkopplungswiderstand (100 kΩ).

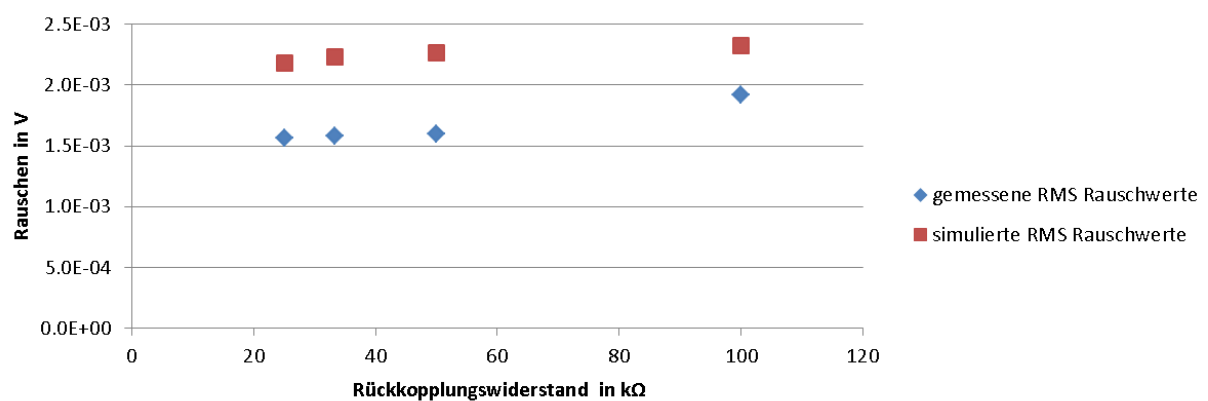


Abbildung 65: Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des bipolaren fast shapers, bei konstanter Rückkopplungskapazität (20 fF).

Abbildung 66 zeigt die RMS Rauschwerte des slow shapers. Beim slow shaper werden stets beide Filtergrenzen verschoben. Diese werden aber nicht im gleichen Maße verschoben, so dass der Filterbereich, in der Breite, dennoch variiert. Diese Tendenz ist bei den simulierten

Rauschwerten sehr gut zu erkennen, jedoch bei den gemessenen Rauschwerten nicht vorhanden. Dieser Effekt zeigt auf, dass bei den Messungen unterschiedliche Rauschfrequenzen, durch z.B. parasitäre Effekte, stärkeren Einfluss auf das Rauschsignal nehmen, als andere.

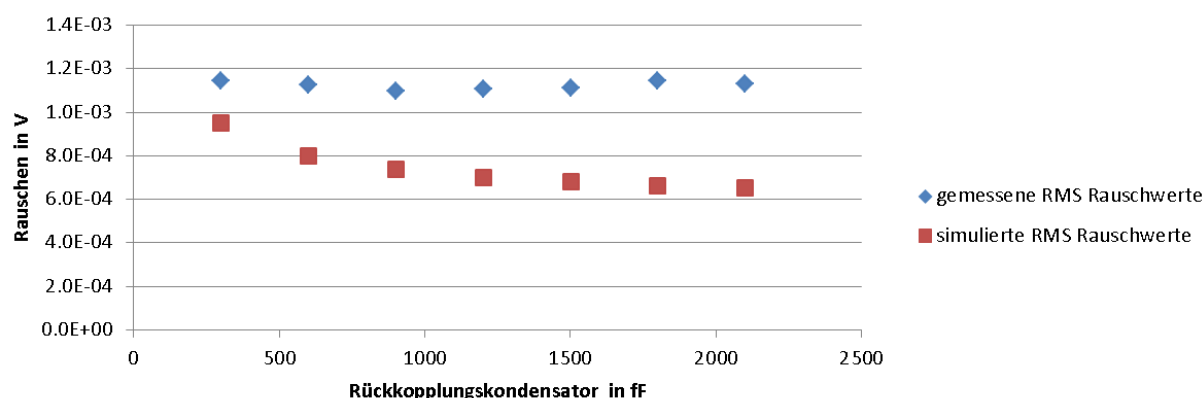


Abbildung 66: Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des slow shapers, bei einer Variation der vorgeschalteten Kapazität und der Rückkopplungskapazität.

### 3.6 Übersprechen

Bei der Detektion von Signalen ist entscheidend, dass kein Signal in einen anderen Kanal so stark überspricht, dass dieser ebenfalls ein Signal detektiert. Für die Messungen wurde über einen 10 pF Kondensator eine Ladung auf das MaPMT-Kontaktfeld gegeben. Diese wurde in Kanal 27 eingespeist und die Ausgangsspannungen, der entsprechenden fast shaper, in Kanal 26, 27 und 28 gemessen. Es wurde das Maximum der Signalamplituden in den einzelnen Kanälen bestimmt, sodass die Höhe der Schwellenspannung bestimmt werden kann, um eine fehlerhafte Detektion, in einem benachbarten Kanal zu vermeiden. Dabei wurden der unipolare und bipolare fast shaper vermessen, da diese zur Signaldetektion eingesetzt werden. Für den slow shaper muss das Übersprechen nicht gemessen werden, da bei der Signalanalyse nur der Kanal betrachtet wird, in dem ein Triggersignal erzeugt wurde. Tabelle 2 zeigt das Übersprechen für den unipolaren fast shaper, bei verschiedenen Eingangsladungen. Bei größeren Eingangsladungen geht der unipolare fast shaper in die Sättigung, weshalb seine Ausgangsamplitude nicht mehr proportional zur eingespeisten Ladung steigt. Die in den Nachbarkanälen eingekoppelte Ladung steigt mit dem Erhöhen der Eingangsladung weiter an, sodass das Übersprechen deutlich zunimmt. Bei einer Eingangsladung von 3 pC beträgt die Signalamplitude, in den benachbarten Kanälen, bereits bis zu 33,99% der Signalamplitude in Kanal 27. Der unipolare fast shaper ist durch dieses starke Übersprechen nicht geeignet Eingangsladungen einer größeren Differenz zu detektieren, da die Detektionsschwelle angehoben werden müsste.

Tabelle 2: Übersprechen des unipolaren fast shapers

unipolarer fast shaper				
Eingangsladung	Kanal			Übersprechen
	26	27	28	
0,1 pC	4,8 mV	620,0 mV	10,5 mV	1,69%
0,2 pC	8,1 mV	685,0 mV	16,3 mV	2,37%
0,4 pC	13,5 mV	762,5 mV	29,8 mV	3,90%
0,6 pC	17,4 mV	795,0 mV	43,1 mV	5,42%
0,8 pC	25,9 mV	817,0 mV	57,7 mV	7,06%
1,0 pC	31,0 mV	827,5 mV	74,4 mV	8,99%
2,0 pC	91,5 mV	845,0 mV	176,3 mV	20,86%
3,0 pC	191,3 mV	868,0 mV	295,0 mV	33,99%

Tabelle 3 zeigt das Übersprechen für den bipolaren fast shaper, bei verschiedenen Eingangsladungen. Wie beim unipolaren fast shaper geht der Kanal, auf dem das Signal eingespeist wird, in die Sättigung und die Signalamplituden der Nachbarkanäle steigen weiter proportional an, wodurch das Übersprechen bei größeren Eingangsladungen prozentual verstärkt wird. Das Übersprechen des bipolaren fast shapers ist wesentlich geringer, als beim unipolaren fast shaper. Bei einer Eingangsladung von 3 pC beträgt die Signalamplitude in den Nachbarkanälen bis zu 3,45% der Signalamplitude in Kanal 27. Dadurch ist der bipolare fast shaper (wesentlich) besser für die Detektion von Signalen mit stark unterschiedlichen Eingangsladungen geeignet. Durch die große Differenz zwischen dem unipolaren und bipolaren fast shaper lässt sich auch aufzeigen, dass ein Großteil der Ladung nicht auf dem Evaluation-Board (Leiterbahnen zum MAROC3) sondern im MAROC3 selbst überspricht.

Tabelle 3: Übersprechen des bipolaren fast shapers

bipolarer fast shaper				
Eingangsladung	Kanal			Übersprechen
	26	27	28	
0,1 pC	0,0 mV	-127,5 mV	0,0 mV	0,0%
0,2 pC	0,0 mV	-205,0 mV	0,0 mV	0,0%
0,4 pC	-2,8 mV	-278,8 mV	-2,0 mV	0,99%
0,6 pC	-4,1 mV	-313,8 mV	-2,5 mV	1,31%
0,8 pC	-5,1 mV	-333,8 mV	-3,1 mV	1,53%
1,0 pC	-5,8 mV	-348,8 mV	-3,8 mV	1,65%
2,0 pC	-10,1 mV	-417,5 mV	-7,6 mV	2,42%
3,0 pC	-15,6 mV	-452,5 mV	-13,3 mV	3,45%

### 3.7 Abtastfehler

Das Ausgangssignal des slow shapers muss möglichst exakt im Signalmaximum abgetastet werden. Dafür wird das Abtastsignal (Holdsignal) eine bestimmte Verzögerungszeit nach dem Triggersignal (Zeitdifferenz bis zum Signalmaximum des slow shapers) erzeugt. Das erzeugte Triggersignal kann sich durch einen Abtastfehler, um eine bestimmte Zeit, verschieben, wodurch das Ausgangssignal des slow shapers ebenfalls einem Abtastfehler unterliegt.

Unterschiedliche Eingangsladungen erzeugen Ausgangssignale mit verschiedenen Amplituden. Auch wenn die Ausgangssignale die gleiche Signaldauer besitzen, erreichen sie die Detektionsschwelle nach einer unterschiedlichen Zeit. Dieser Effekt ist in Abbildung 67 für zwei Detektionsschwellen, bei verschiedenen Eingangsladungen, dargestellt. Das Ausgangssignal einer Eingangsladung von 100 fC erreicht (für die Beispiele) die Detektionsschwelle 1  $\approx 5$  ns vor dem Ausgangssignal einer Eingangsladung von 60 fC und die Detektionsschwelle 2  $\approx 10$  ns vor dem Ausgangssignal einer Eingangsladung von 20 fC. Um diese zeitliche Differenz wird das Holdsignal für den slow shaper verschoben und dessen Ausgangssignal neben dem Maximum abgetastet. [27]

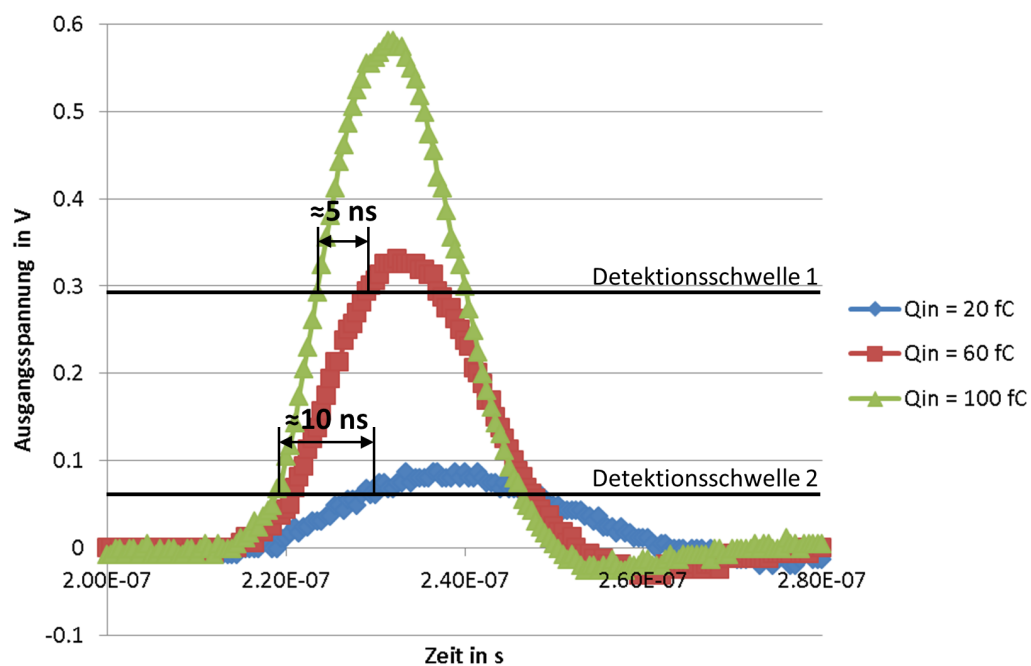


Abbildung 67: Fehlabtastung durch unterschiedliche Eingangsladungen

### 3.8 Triggereffizienz

Um zu ermitteln bei welcher Detektionsschwelle (DAC-Wert) alle Signale erfasst werden, aber kein Rauschen detektiert wird, lässt sich eine Triggereffizienz Messung durchführen. Dafür wird eine Eingangsladung in den CTEST Eingang gespeist und ein Triggersignal an den CLK\_GENE\_EXT Eingang angeschlossen, welches die gleiche Frequenz wie das Eingangssignal besitzen muss.

Die Messungen wurden mit dem bipolaren fast shaper durchgeführt, da sich der unipolare fast shaper in den vorherigen Messungen als ungeeignet erwies. Für die Messung wurde der DAC0-Wert stückweise inkrementiert und bei jedem DAC0-Wert 500 Eingangssignale eingespeist. Es wurde gezählt wieviele dieser 500 Eingangssignale ein Triggersignal erzeugten. Als Referenz wurde das Triggersignal welches am CLK\_GENE\_EXT Eingang anliegt verwendet. Aus diesen Daten wurde die prozentuale Triggerwahrscheinlichkeit (Triggereffizienz) berechnet.

Abbildung 68 zeigt die Triggereffizienz Messung für eine Eingangsladung von 10 fC. Dabei werden die gemessenen Werte durch Vierecke, Kreise, ..., oder Dreiecke dargestellt und sind zur Veranschaulichung mit Linien verbunden. Es sind vier Kanäle dargestellt, auf die das Eingangssignal geschaltet wurde und acht Kanäle, an denen kein Eingangssignal (Rauschsignal) anlag. Es ist zu erkennen, dass bis zu einem DAC0-Wert von 193 noch Triggersignale durch das Rauschen ausgelöst wurden. Für eine 100%ige Detektion aller Eingangssignale darf die Detektionsschwelle höchstens auf einen DAC0-Wert von 197 gesetzt werden. Darüber ist keine eindeutige Signalerfassung garantiert. Die Detektionsschwelle muss, für eine optimale Triggererfassung, auf einen DAC0-Wert zwischen 193 und 197 (3 DAC-Werte) gesetzt werden. Die Unterschiede zwischen den einzelnen Signalen sind auf die überlagerten Rauschsignale und die ungleichmäßigen Verstärkungen der Kanäle zurück zu führen.

Um ein genaueres Setzen der Detektionsschwelle zu ermöglichen, kann der DAC0, wie in Kapitel 2.1.4 beschrieben, in einem kleineren Spannungsbereich betrieben werden.

Abbildung 69 zeigt die Triggereffizienz Messung für diesen Fall, wobei wieder eine Eingangsladung von 10 fC eingespeist wurde. Dabei werden die gemessenen Werte wieder durch Vierecke, Kreise, ..., oder Dreiecke dargestellt und sind zur Veranschaulichung mit Linien verbunden. Das Rauschsignal wurde bis zu einem DAC0-Wert von 373 detektiert und eine 100%ige Erfassung der Eingangssignale war bis zu einem DAC0-Wert von 379 gegeben. Die Detektionsschwelle muss für eine optimale Signalerfassung zwischen die Werte 373 und 379 (5 DAC-Werte) gelegt werden.

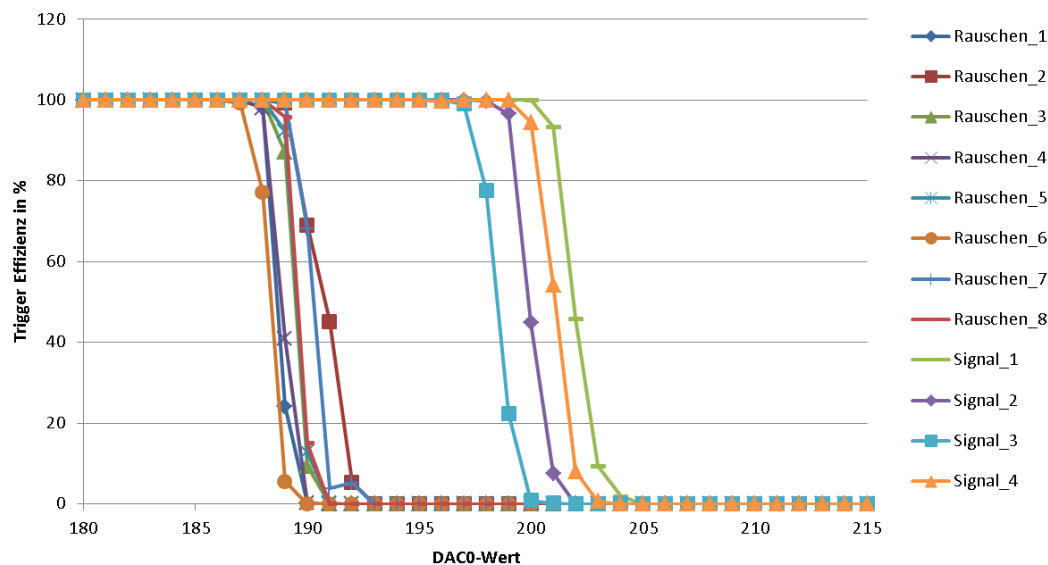


Abbildung 68: Triggereffizienz Messung für den bipolaren fast shaper (DAC0 in den normalen Spannungsbereich geschaltet), bei einer Eingangsladung von 10 fC. Es sind vier Kanäle, an denen ein Signal anliegt und acht Kanäle, an denen ein Rauschsignal anliegt, dargestellt.

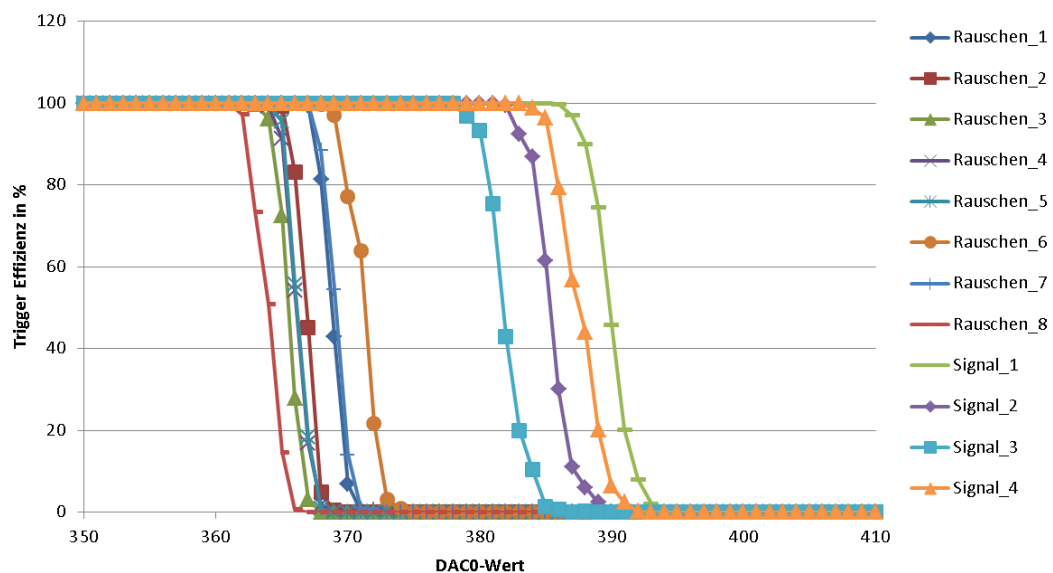


Abbildung 69: Triggereffizienz Messung für den bipolaren fast shaper (DAC0 in den verkleinerten Spannungsbereich geschaltet), bei einer Eingangsladung von 10 fC. Es sind vier Kanäle, an denen ein Signal anliegt und acht Kanäle, an denen kein Signal (Rauschsignal) anliegt, dargestellt.





## 4 Machbarkeitsanalyse für den Nachweis von thermischen Neutronen

Um den Nachweis zu erbringen, dass der MAROC3 für die Ausleselektronik des Neutronendetektorkonzepts von POWTEX geeignet ist, soll er mit den geplanten Detektorkomponenten getestet werden. Für die Erzeugung von thermischen Neutronen wird eine  $^{252}\text{Cf}$ -Quelle, mit Paraffin als Moderator, eingesetzt. Die Detektorkomponenten befinden sich ebenfalls in einer schwarzen Holzkiste. Diese schirmt jegliches Licht ab, sodass der MaPMT nur die im Szintillator erzeugten Photonen erfasst. Über Kontakte ist eine USB-Schnittstelle und eine Messleitung in die schwarze Kiste geführt, sodass ein Computer und ein Oszilloskop angeschlossen werden können. Mit dem Computer werden die Einstellungen des MAROC3 gesetzt und die Ausgangssignale werden auf einem Oszilloskop dargestellt. Für die Zeitauflösung des Oszilloskops wurden verschiedene Einstellungen gewählt, um die entsprechenden Signale optimal zu visualisieren.

### 4.1 Thermisches Auslösen von Photoelektronen

In Kapitel 1.4.3 wurde bereits beschrieben, dass in dem MaPMT, durch das thermische Auslösen von Photoelektronen, ein Dunkelstrom entsteht. Diese thermisch ausgelösten Photoelektronen sollen nachgewiesen werden, um deren Häufigkeit zu bestimmen. Dafür wurden die Anoden des MaPMTs auf Masse gelegt und der Ausgang der gemeinsamen Dynode auf dem Oszilloskop dargestellt. Abbildung 70 zeigt den Messaufbau, wobei der MaPMT mit einer Beschleunigungsspannung (Hochspannung) von 1000 V versorgt wird.

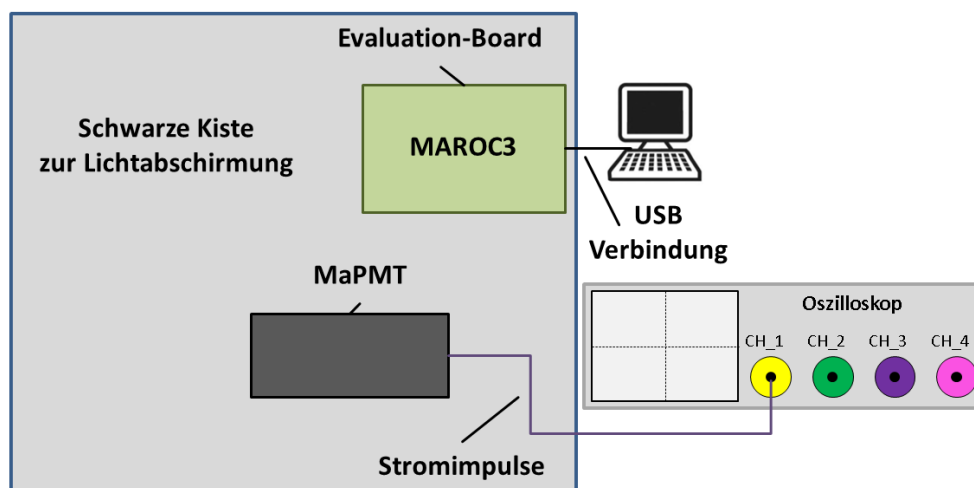


Abbildung 70: Messaufbau zum Erfassen von thermisch ausgelösten Photoelektronen.

In Abbildung 71 ist das Schirmbild des Oszilloskops, für den gerade beschriebenen Versuchsaufbau, dargestellt. Die zu erkennenden Ausschläge (Nadelspitzen auf dem Rauschsignal) sind die von thermisch ausgelösten Photoelektronen erzeugten Signale. Die Signalamplituden sind unterschiedlich mit einer Spannung bis zu  $\approx 12$  mV. Es wird eine Zeitspanne von 10 ms dargestellt, in der  $\approx 11$  Signale auftreten, sodass  $\approx 1100$  thermische Photoelektronen pro Sekunde ausgelöst werden. Dabei ist zu beachten, dass dies die Signale aller 64 Kanäle des MaPMTs sind.

Abbildung 72 zeigt wieder das Schirmbild des Oszilloskops, für den Messaufbau, der in Abbildung 70 dargestellt ist. Über die USB-Schnittstelle wurde die Kommunikation mit dem Computer aufgenommen, wodurch sich dem Ausgangssignal ein starkes Rauschsignal (Amplitude  $\approx 15$  mV) überlagert. Diese Störung wird von dem Evaluation-Board abgestrahlt und im MaPMT eingefangen. Es sind deutlich einzelne Datenframes der Störung zu erkennen, welche als das USB 1.1 Signal identifiziert wurden. Die Abstrahlung des Signals vom Evaluation-Board könnte durch ein optimiertes Platinendesign minimiert werden.

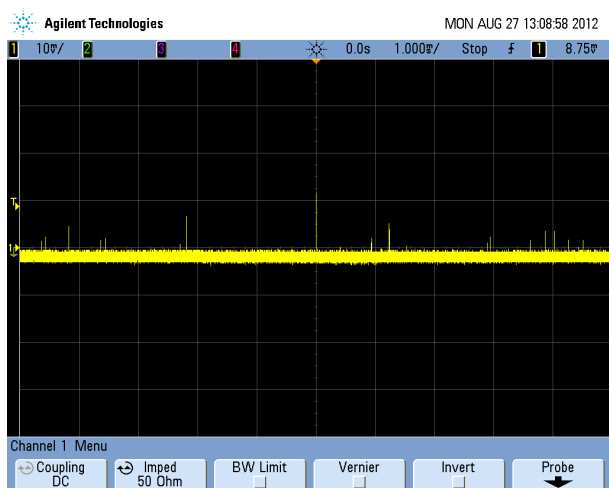


Abbildung 71: Signale von thermisch ausgelösten Photoelektronen.

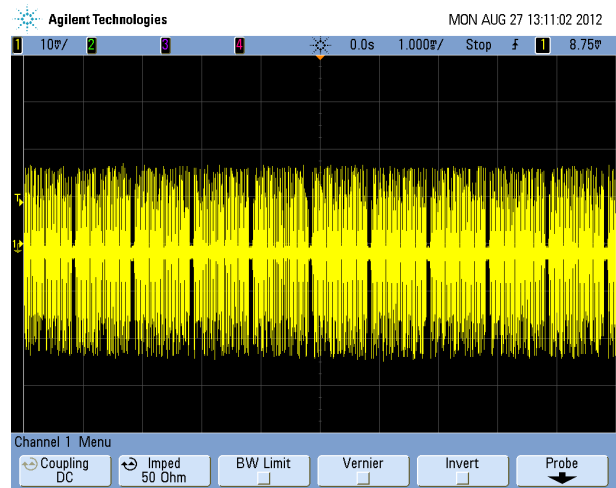


Abbildung 72: Dem Messsignal überlagertes Störsignal (USB 1.1 Signal).

## 4.2 Detektion von thermischen Neutronen

Mit dem Messaufbau in Abbildung 73 sollen die Eingangssignale für den MAROC3, welche von thermischen Neutronen stammen, dargestellt werden. Dafür werden aus den thermischen Neutronen in einem Szintillator Photonen erzeugt, die über WLSF auf einen MaPMT transportiert werden. Der MaPMT wird wieder mit einer Beschleunigungsspannung von 1000 V versorgt und seine Ausgangssignale auf einem Oszilloskop dargestellt.

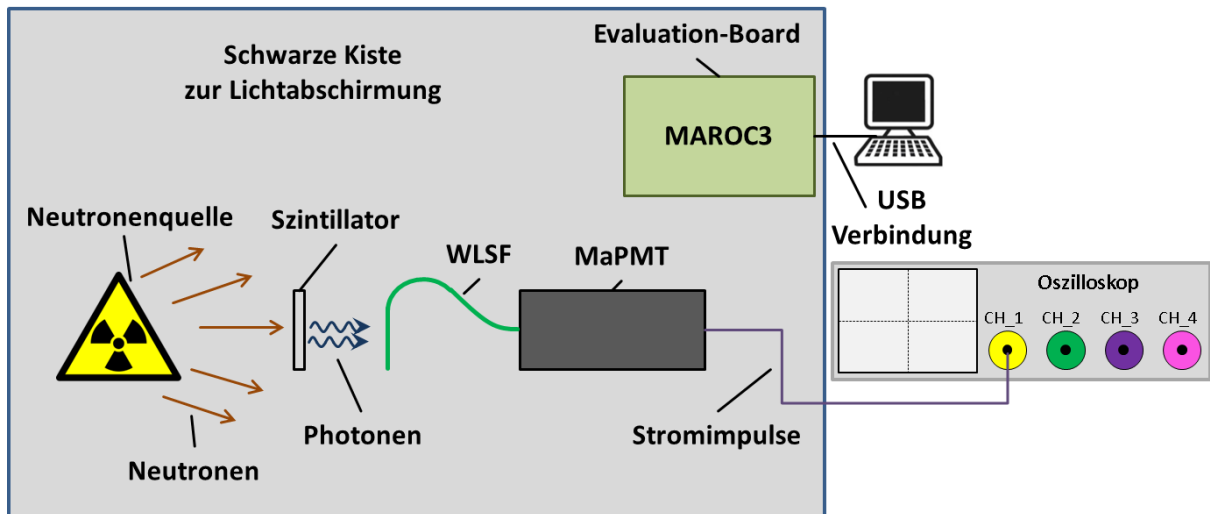


Abbildung 73: Messaufbau zum Erfassen von thermischen Neutronen.

Abbildung 74 stellt das Signal, welches ein thermisches Neutron erzeugt hat dar. Dabei wird wieder an der gemeinsamen Dynode des MaPMT gemessen. Die Signalamplitude hebt sich mit  $\approx 48$  mV gut von den Signalen der thermisch ausgelösten Photoelektronen ab, welche auf dem Grundrauschen zu erkennen sind. Die Zeitaufösung wurde verändert, sodass eine Zeitspanne von 5 ms dargestellt wird. Die Neutronenquelle ist nicht mehr sehr aktiv, sodass nur wenige Ereignisse gezählt werden können.

In Abbildung 75 wird dem Signal eines thermischen Neutrons wieder die, von der USB-Schnittstelle erzeugte, Störung überlagert. Das Signal des thermischen Neutrons kann eindeutig detektiert werden, da dessen Signalamplitude sich gut von dem Störsignal abhebt.

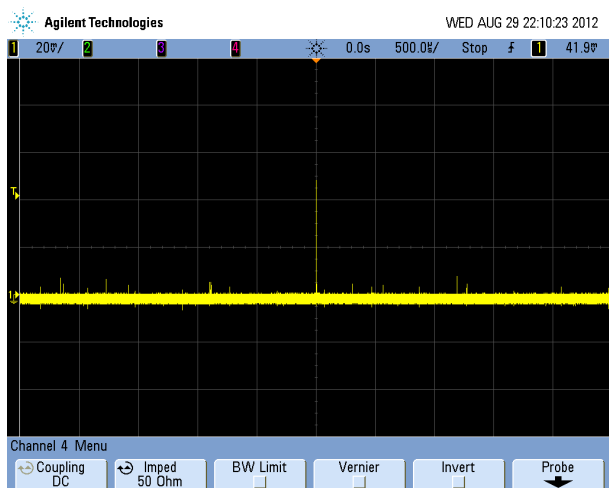


Abbildung 74: Signal eines thermischen Neutrons.

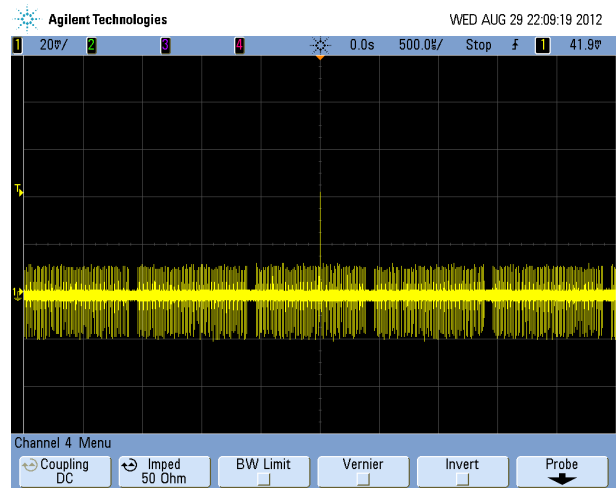


Abbildung 75: Dem Signal eines thermischen Neutrons ist das, von der USB-Schnittstelle erzeugte, Störsignal überlagert.

### 4.3 Erfassen der Signale von thermischen Neutronen im MAROC3

Abschließend sollen die Ausgangssignale des MaPMT, welche von thermischen Neutronen über die einzelnen Detektorkomponenten erzeugt wurden, auf den MAROC3 gegeben werden. Um dem Signal die, von der USB-Schnittstelle erzeugte, Störung nicht zu überlagern, wurden die Parameter des MAROC3 gesetzt und anschließend die USB-Verbindung getrennt. Für die Erzeugung der Triggersignale wurde der bipolare fast shaper verwendet. Der Messaufbau wird in Abbildung 76 dargestellt, wobei der MaPMT mit einer Beschleunigungsspannung von 900 V versorgt wurde. Zu beachten ist, dass jetzt an einem Kanal des MaPMTs gemessen wird und nicht mehr an der gemeinsamen Dynode.

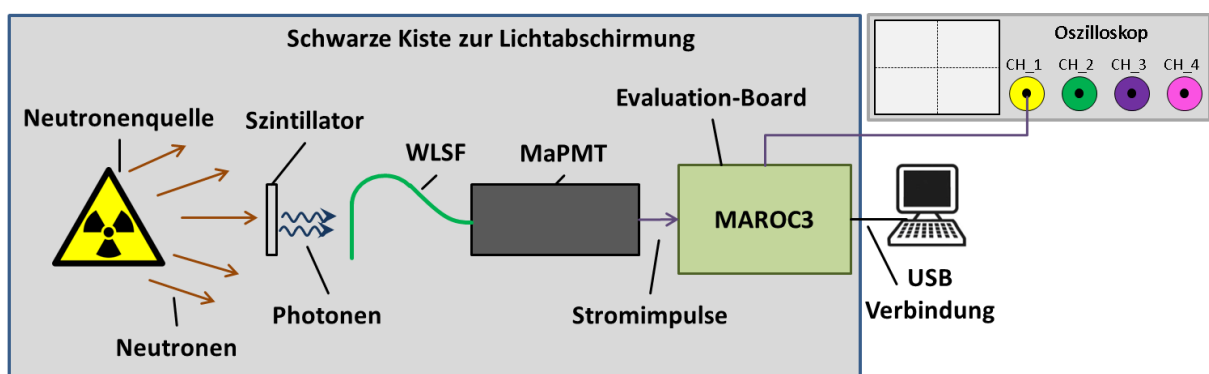


Abbildung 76: Messaufbau zum Detektieren von thermischen Neutronen im MAROC3, nach dem Detektorkonzept von POWTEX.

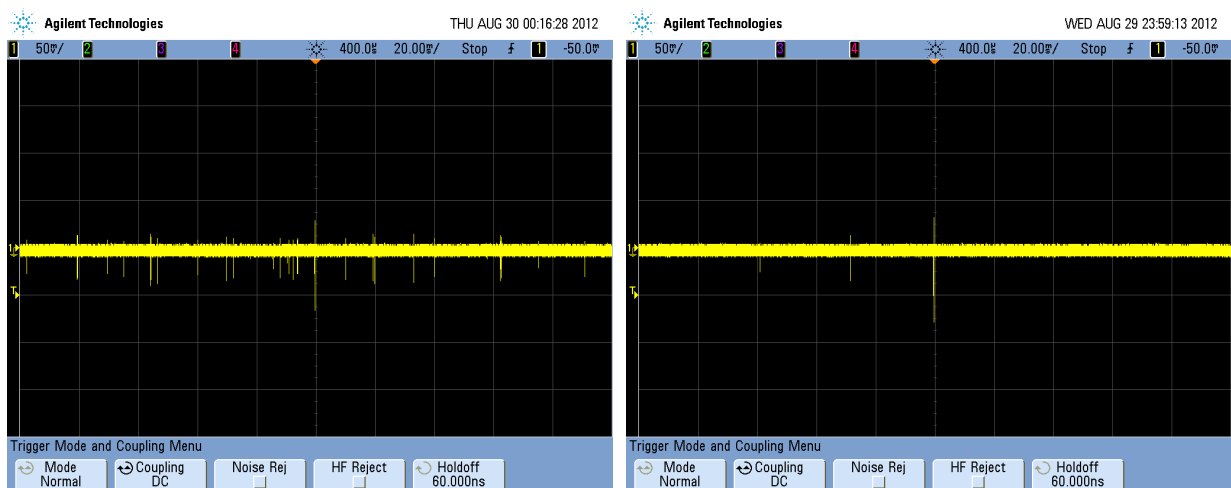


Abbildung 77: Signale des bipolaren fast shaper (MAROC3), die von thermischen Neutronen und Photoelektronen ausgelöst wurden. Abbildung 78: Signale des bipolaren fast shaper (MAROC3), die von thermischen Photoelektronen ausgelöst wurden.

Abbildung 77 zeigt die Ausgangssignale des bipolaren fast shapers, für eine Zeitspanne von 200 ms. Es kann keine eindeutige Pulshöhendiskriminierung durchgeführt werden, da die Eingangssignale eine zu große Ladung aufweisen und der bipolare fast shaper in der Sättigung arbeitet.

Um zu überprüfen, ob die ausgelösten Signale nicht allein von den thermisch ausgelösten Photoelektronen erzeugt werden, wurde die  $^{252}\text{Cf}$ -Quelle entfernt. Diese Messungen ergaben das Schirmbild in Abbildung 78. Auf diesem befinden sich wesentlich weniger Signale, womit bewiesen ist, dass ein Großteil der Signale von thermischen Neutronen ausgelöst wurde und deren Nachweis möglich ist.

Das Problem der Pulshöhendiskriminierung lässt sich lösen, indem die vorgeschalteten Stufen (z.B. der Photomultiplier) in ihrer Verstärkung gedämpft werden und der bipolare fast shaper nicht mehr im Sättigungsbereich arbeitet. Eine weitere Möglichkeit zur Diskriminierung der Signale ist über die Bestimmung der Eingangsladung, mit dem slow shaper, möglich.

Da ein Neutron in mehr als einem Kanal ein Signal erzeugt, kann über die Kohärenz mehrerer Kanäle eine Differenzierung der Signale von Neutronen und thermisch ausgelösten Photoelektronen erfolgen. Für die Unterscheidung der Signale von Neutronen- und  $\gamma$ -Strahlung ist eine Bestimmung der Eingangsladung nötig, da bei beiden Strahlungsarten in mehreren Kanälen Signale auftreten.



## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde untersucht, ob der von der Arbeitsgruppe OMEGA entwickelte ASIC (MAROC3) für die Ausleseelektronik eines Neutronendetektors (Projekt POWTEX) geeignet ist. Dabei wurde das Detektorkonzept POWTEX vorgestellt und seine einzelnen Komponenten besprochen. Es wurden die Bauteilgruppen des MAROC3 dargestellt und deren Funktionen erläutert. Der MAROC3 besitzt drei Funktionsgruppen, die erste besteht aus der Eingangsstufe mit anschließender Vorverstärkung. Die zweite Funktionsgruppe bildet ein Signalpfad zur Erzeugung von Triggersignalen. Die dritte Funktionsgruppe dient der Signalanalyse, zur Bestimmung der Eingangsladung.

Für die Erzeugung der Triggersignale wurde der unipolare fast shaper als ungeeignet erachtet. Dies begründet sich durch seinen zeitlichen Drift von  $\approx 10$  ns, bei verschiedenen Eingangsladungen und das starke Übersprechen von 33,99% bei einer Eingangsladung von 3 pC. Die negativen Effekte liegen beim bipolaren fast shaper in einem akzeptablen Bereich, sodass er für die Erzeugung von Triggersignalen als tauglich befunden wurde. Die Bestimmung der Eingangsladung mit Hilfe des slow shapers und ADCs ist für einen ausreichenden Bereich (mindestens bis 3 pC) möglich, sodass thermisch ausgelöste Photoelektronen und von den Sekundärteilchen (erzeugt durch ein Neutron) ausgelöste Photoelektronen unterschieden werden können. Das dem Ausgangssignal überlagerte Rauschen hat einen quadratischen Mittelwert von einigen mV (0,01 mV - 5 mV). Die im MAROC3 etablierten Filterzeiten ermöglichen eine gute Rauschunterdrückung und das schnelle Detektieren neuer Eingangssignale, wobei die Bedingung, dass gesamte Eingangssignal zu erfassen, gegeben ist.

Im Anschluss an die Charakterisierung fand die Machbarkeitsanalyse mit einer Neutronenquelle ( $^{252}\text{Cf}$ ) und den weiteren Komponenten des Detektorkonzepts statt. Bei deren Messungen stellte sich heraus, dass der MAROC3 in der Lage ist die in einem Szintillator erzeugten Photonen, welche über WLSF auf einen MaPMT transportiert wurden, zu erfassen.

Der erfolgreiche Ausgang der Messungen zeigt, dass der MAROC3 für die Ausleseelektronik des Neutronendetektorkonzepts POWTEX geeignet ist. Er wird daher dort auch vorgesehen, wodurch die Ausleseelektronik schaltungs- und platztechnisch optimiert werden kann.

Als nächster Schritt wird eine Platine für die Ausleseelektronik entwickelt. Auf dieser wird der MAROC3 von einem FPGA (XILINX) gesteuert, für den ein Programmcode in VHDL erstellt werden muss.

Für die Zukunft gibt es Überlegungen die WLSF an beiden Enden auszulesen, um eine größere Photonenmenge zu erfassen und die Sensitivität des Neutronendetektors zu erhöhen. Eine weitere Überlegung ist die Entwicklung eines eigenen Chips (ASIC), der speziell auf die Projektanforderungen von POWTEX ausgerichtet wird und als Alternative zum MAROC3 einsetzbar wäre.

In Zukunft soll dieses innovative Detektorkonzept (Szintillationsdetektor mit WLSF) die Abhängigkeit von  $^3\text{He}$  für den effektiven Nachweis von thermischen Neutronen beenden.





## Abkürzungsverzeichnis

ADC .....	Analog Digital Konverter
AMS .....	Austria Micro Systems
ASIC .....	Application-Specific Integrated Circuit
DAC .....	Digital Analog Konverter
FET .....	Feldeffekttransistor
FPGA .....	Field Programmable Gate Array
FZJ .....	Forschungszentrum Jülich
JTAG .....	Joint Test Action Group
LabVIEW .....	Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench
LAL .....	Laboratoire De L'Accelérateur Lineaire
LSB .....	Least Significant Bit
MaPMT .....	Multianode Photomultiplier
MAROC3 .....	Multi Anode ReadOut Chip 3
OTA .....	Operational Transconductance Amplifier
PMT .....	Photomultiplier
POWTEX .....	POWder and TEXture Diffractometer
OMEGA .....	Orsay MicroElectronic Group Associated
RMS .....	Root Mean Square
VHDL .....	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
WLSF .....	Wavelength Shifting Fiber
ZEL .....	Zentralinstitut für Elektronik



## Abbildungsverzeichnis

1	Schematische Darstellung eines Zählrohrs das mit $^3\text{He}$ gefüllt ist. Ein eintreffendes Neutron erzeugt ein Signal, das sich auf dem Leitungsdraht in beide Richtungen ausbreitet und auf die Ausselektronik gegeben wird. . . . .	4
2	Schematischer Aufbau des Szintillationsdetektors nach POWTEX . . . . .	6
3	Bändermodell eines anorganischen Szintillators mit Leitungs-, Exziton- und Valenzband. Durch Ionisation können freie Elektronen oder Exzitonen erzeugt werden, die beim Zurückfallen Photonen emittieren. . . . .	7
4	Absorptions- und Emissionsspektrum von drei verschiedenen WLSF-Typen. [12] . . . . .	8
5	Stirnfläche einer WLSF, links mit einfacher Hülle, rechts mit mehrfacher Hülle. [12] . . . . .	9
6	Querschnitt einer WLSF mit eintretendem Photon und Emission von Photonenanteilen unter verschiedenen Winkeln. Oben mit einfacher Hülle und unten mit mehrfacher Hülle. [12] . . . . .	10
7	Schematischer Aufbau eines PMTs mit einfallendem Photon, das ein Photoelektron auslöst. Dieses wird entlang der Dynoden beschleunigt, vervielfacht und als Ausgangssignal auf den Messausgang gegeben. [13] . . . . .	12
8	Evaluation-Board des MAROC3 . . . . .	15
9	Funktionsblockschaltbild eines einzelnen Kanals des MAROC3 . . . . .	16
10	Funktionsblockschaltbild einmal vorhandener Bauteilgruppen des MAROC3	17
11	Bauteilgruppe des Vorverstärkers, für die Variation des Verstärkungsfaktors. Durch das Hinzuschalten von einzelnen Strömen, per Softwareeinstellung, wird das Ausgangssignal (Summenstrom) gebildet. [15] . . . . .	18
12	Prinzipieller Aufbau des unipolaren fast shapers. Die Filterzeit lässt sich über den variablen Kondensator- und Widerstandswert (in der Rückkopplung) verändern. [15] . . . . .	20
13	Prinzipieller Aufbau des bipolaren fast shapers. Eine Stromspiegelschaltung bildet die Eingangsstufe und die Filterzeit lässt sich über den variablen Kondensator- und Widerstandswert (in der Rückkopplung) verändern. [15] . . . . .	21
14	Prinzipieller Aufbau des halb bipolaren fast shapers. Eine signalhalbierende Stromspiegelschaltung bildet die Eingangsstufe und die Filterzeit lässt sich über den variablen Kondensator- und Widerstandswert (in der Rückkopplung) verändern. [15] . . . . .	21
15	Prinzipielle Schaltung der DACs, für das Erzeugen der Schwellenspannung. Über den softwaremäßig einstellbaren Summenstrom wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers variiert. [15] . . . . .	22
16	Prinzipieller Aufbau des slow shapers, dessen Filterzeit sich durch variable Kondensatorwerte verändern lässt. [15] . . . . .	23
17	Interner Aufbau des Wilkinson ADC. Links werden die Eingangsspannungen auf die Komparatoren gegeben und mit einer Spannungsrampe verglichen, während ein Zähler mitzählt. [15] . . . . .	25

18	Funktionsblockschaltbild des Evaluation-Boards . . . . .	26
19	Schalter zum Aktivieren des Power Pulsings . . . . .	28
20	Parametrierung der DACs und deren Peripherie . . . . .	28
21	Selektion der verwendeten fast shaper und Einstelloptionen für deren Rückkopplungskapazitäten und -widerstände. . . . .	29
22	Aktivieren des slow shapers und Einstellungen für die Kapazitätswerte des slow shaper und RC-Speichers. . . . .	29
23	Verstärkungseinstellungen der Vorverstärker . . . . .	29
24	Einstelloptionen des Wilkinson ADCs . . . . .	29
25	Maskierungsoptionen der Triggersignale . . . . .	30
26	Einstellungen für den Testeingang (Ctest) und die Summenkanäle . . . . .	30
27	Übertragung der eingestellten Softwareparameter . . . . .	31
28	Einstelloptionen für die Messausgänge . . . . .	31
29	Eingabe der USB-Kennung und USB-Seriennummer . . . . .	32
30	Ausgabe des Fehlerspeichers für die Kommunikation zum Evaluation-Board führend und von ihm kommend. . . . .	32
31	Blockschaltbild vom Messaufbau für das Evaluation-Board. Es werden nicht für jede Messung alle Anschlüsse verwendet. . . . .	34
32	Schirmbild des Oszilloskops, auf dem, von oben begonnen, das Ausgangs-, Eingangs-, Hold- und Triggersignal dargestellt ist. . . . .	35
33	Ausgangssignal des unipolaren fast shapers vor dem Offsetabgleich . . . . .	36
34	Ausgangssignal des unipolaren fast shapers nach dem Offsetabgleich . . . . .	37
35	Ausgangssignal des bipolaren fast shapers (gelb) bei einer Eingangsladung von 6 fC. . . . .	37
36	Ausgangssignal des unipolaren fast shapers (gelb) bei einer Eingangsladung von 6 fC. . . . .	37
37	Simulierte Ausgangssignale des Vorverstärkers für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	39
38	Simulierte Ausgangsspannung des Vorverstärkers 10 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	39
39	Simulierte Ausgangssignale des unipolaren fast shapers bei verschiedenen Eingangsladungen. . . . .	40
40	Simulierte Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) 15 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	41
41	Gemessene Ausgangssignale des unipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	41
42	Gemessene maximale Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) mehrerer Kanäle, über verschiedene Eingangsladungen dargestellt. . . . .	42
43	Gemessene maximale Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) bei unterschiedlichen Eingangsladungen, über verschiedene Kanäle dargestellt. . . . .	42
44	Gemessene maximale Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) für mehrere Kanäle, über verschiedene Eingangsladungen im Sättigungsbereich dargestellt. . . . .	43

45	Gemessene maximale Ausgangsspannung (des unipolaren fast shapers) bei unterschiedlichen Eingangsladungen im Sättigungsbereich, über verschiedene Kanäle dargestellt. . . . .	43
46	Simulation der Ausgangssignale des bipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	44
47	Simulation der Ausgangsspannung des bipolaren fast shapers, 20 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	45
48	Gemessene Ausgangssignale des bipolaren fast shapers, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	45
49	Gemessene maximale Signalamplitude (des bipolaren fast shapers) für mehrere Kanäle, über verschiedene Eingangsladungen dargestellt. . . . .	46
50	Gemessene maximale Signalamplitude (des bipolaren fast shapers) bei unterschiedlichen Eingangsladungen, über mehrere Kanäle dargestellt. . . . .	47
51	Simulation der Ausgangssignale des slow shapers, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	48
52	Simulation der Ausgangsspannung des slow shapers, 25 ns nach dem Eingangssignal, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	48
53	Gemessene Ausgangssignale des slow shapers, für verschiedene Eingangsladungen. . . . .	49
54	Gemessene maximale Signalamplitude (des slow shapers) für mehrere Kanäle, über verschiedene Eingangsladungen dargestellt. . . . .	49
55	Gemessene maximale Signalamplitude (des slow shapers) bei unterschiedlichen Eingangsladungen, über mehrere Kanäle dargestellt. . . . .	50
56	Gemessene Ausgangsspannungen der DACs, für die verschiedenen DAC-Werte. DAC0 ist für beide einstellbaren Spannungsbereiche dargestellt. . .	52
57	ADC Messung für eine Auflösung von 12 Bit . . . . .	53
58	ADC Messung für eine Auflösung von 10 Bit . . . . .	54
59	ADC Messung für eine Auflösung von 8 Bit . . . . .	54
60	Gemessene Ausgangssignale des slow shapers für verschiedene Filterzeiten, bei einer konstanten Eingangsladung von 100 fC. . . . .	55
61	Zwei aufeinanderfolgende Signale, links entsteht ein pile-up und die Signale müssen verworfen werden, rechts werden beide Signale erfasst. . . . .	56
62	Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des unipolaren fast shapers, bei konstanter Rückkopplungskapazität (10 fC). . . . .	57
63	Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des unipolaren fast shapers, bei konstantem Rückkopplungswiderstand (100 k $\Omega$ ). . . . .	57
64	Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des bipolaren fast shapers, bei konstantem Rückkopplungswiderstand (100 k $\Omega$ ). . . . .	58
65	Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des bipolaren fast shapers, bei konstanter Rückkopplungskapazität (20 fC). . . . .	58
66	Simulierte und messtechnisch ermittelte RMS Rauschwerte des slow shapers, bei einer Variation der vorgeschalteten Kapazität und der Rückkopplungskapazität. . . . .	59

67	Fehlabtastung durch unterschiedliche Eingangsladungen . . . . .	61
68	Triggereffizienz Messung für den bipolaren fast shaper (DAC0 in den normalen Spannungsbereich geschaltet), bei einer Eingangsladung von 10 fC. Es sind vier Kanäl, an denen ein Signal anliegt und acht Kanäle, an denen ein Rauschsignal anliegt, dargestellt. . . . .	63
69	Triggereffizienz Messung für den bipolaren fast shaper (DAC0 in den verkleinerten Spannungsbereich geschaltet), bei einer Eingangsladung von 10 fC. Es sind vier Kanäle, an denen ein Signal anliegt und acht Kanäle, an denen kein Signal (Rauschsignal) anliegt, dargestellt. . . . .	63
70	Messaufbau zum Erfassen von thermisch ausgelösten Photoelektronen. . . .	65
71	Signale von thermisch ausgelösten Photoelektronen. . . . .	66
72	Dem Messsignal überlagertes Störsignal (USB 1.1 Signal). . . . .	66
73	Messaufbau zum Erfassen von thermischen Neutronen. . . . .	67
74	Signal eines thermischen Neutrons. 67	
75	Dem Signal eines thermischen Neutrons ist das, von der USB-Schnittstelle erzeugte, Störsignal überlagert. . . . .	67
76	Messaufbau zum Detektieren von thermischen Neutronen im MAROC3, nach dem Detektorkonzept von POWTEX. . . . .	68
77	Signale des bipolaren fast shaper (MAROC3), die von thermischen Neutronen und Photoelektronen ausgelöst wurden. . . . .	68
78	Signale des bipolaren fast shaper (MAROC3), die von thermischen Photoelektronen ausgelöst wurden. 68	

## Literatur

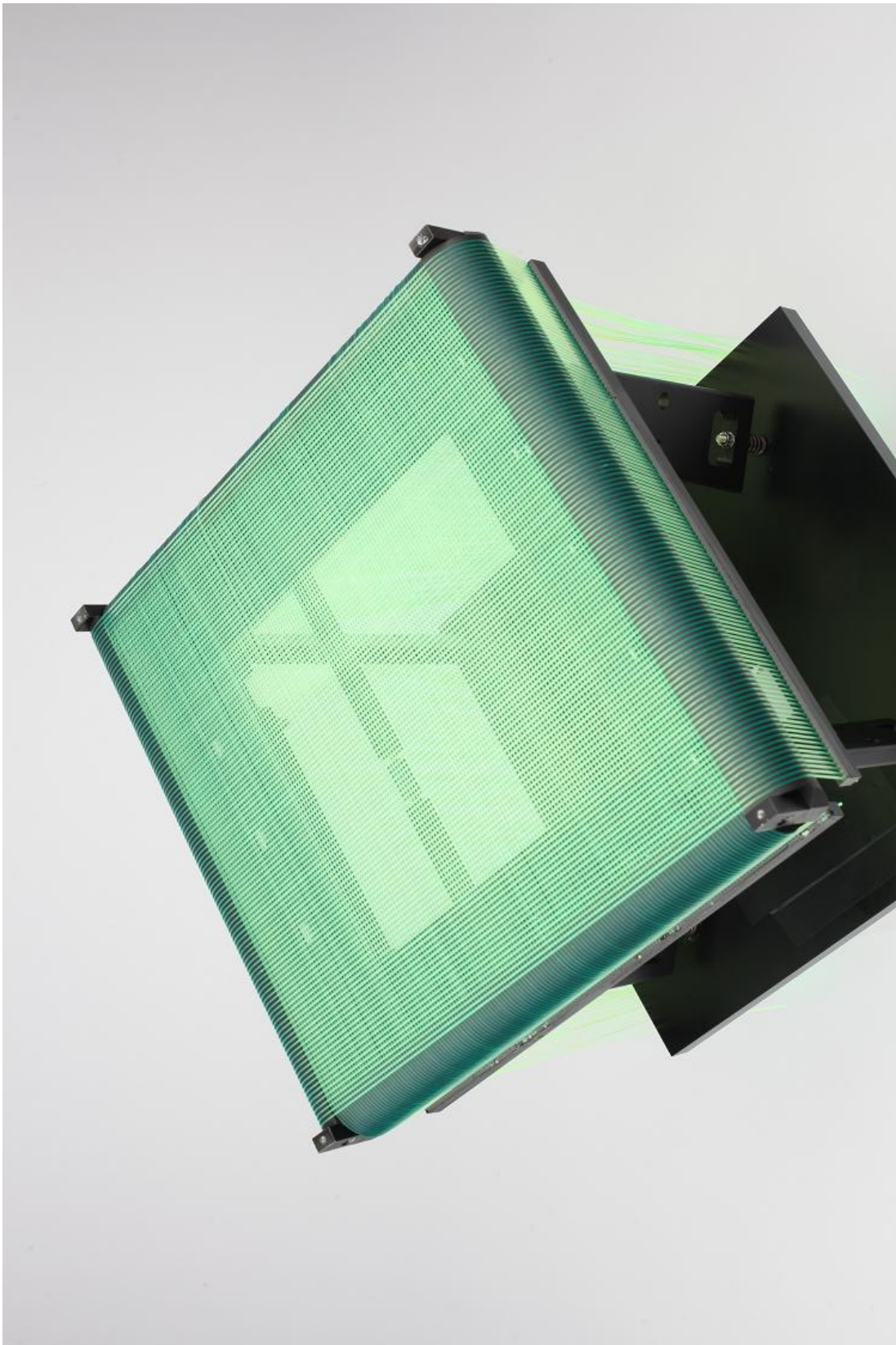
- [1] A.A.Harms, D.R.Wyman, *Mathematics and Physics of Neutron Radiography*, vol. 6. D.Reidel Publishing Company, 2009.
- [2] Paul A. Tipler, Gene Mosca, *Physik für Wissenschaftler und Ingenieure*, vol. 6. Spektrum Akademischer Verlag Heidelberg, 2009.
- [3] R C Lawson and J M A Lenihan, *Neutrons in Medicine*, 1982.
- [4] Dieter Meschede, *Gerthsen Physik*, vol. 24. Springer Heidelberg Dordrecht London New York, 2010.
- [5] Erwin Jericha, *Vorlesungsskriptum Neutronen und Kernphysik*. 2005.
- [6] IEEE Transactions on Nuclear Science, *Realisation of a small-size high resolution linear neutron scintillation detector*, vol. 45, no. 3. 1998.
- [7] Ralf Engels, *Entwicklung eines Prototypen für einen großflächigen Szintillationsdetektor zur Detektion thermischer Neutronen*, 2011.
- [8] Applied Scintillation Technologies, *lithium glass scintillators (general characteristics)*, 2000.
- [9] William R.Leo, *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments*, vol. 2. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York London Paris Tokyo, 1994.
- [10] Applied Scintillation Technologies,  *$^6\text{LiF}/\text{ZnS:Ag}$* , 2000.
- [11] A.E. Derenzo, M.J. Weber, E. Bourret-Courchesne, M.K. Klintenberg, *The quest for the ideal inorganic scintillator*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, 2003.
- [12] Kuraray CO. LTD., *Scintillation Materials*.
- [13] [http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/a/ab/Photomultiplier\\_schema\\_de.png](http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/a/ab/Photomultiplier_schema_de.png), 2007.
- [14] IEEE Transactions on Nuclear Science, *Digital position sensitive discrimination for 2-dimensional scintillation detectors*, vol. 44, no. 3. 1997.
- [15] Omega, *Datasheet MAROC3*, 2010.
- [16] ST Microelectronics, *L7900 Series Negative Voltage Regulators*, 1999.
- [17] National Semiconductor, *LM1086 1.5A Low Dropout Positive Regulators*, 2001.
- [18] Analog Device, *Ultralow Noise XFET Voltage References with Current Sink and Source Capability, ADR433*, 2004.



- [19] Burr-Brown Products from Texas Instrumen, *REF3033, 50ppm/°C, 50μA in SOT23-3 CMOS Voltage Reference*, 2002.
- [20] Altera, *EPCS4, 3. Serial Configuration Devices*, 2009.
- [21] Altera, *Cyclone Device Handbook, Volume 1*, 2008.
- [22] Microchip, *93LC46B, 1K Microwire Compatible Serial EEPROM*, 2003.
- [23] FTDI, *FT245BL USB FIFO (USB-Parallel) I.C.*, 2005.
- [24] Laboratoire De L'Accelérateur Lineaire, *Test245 (v2) User's guide*, vol. (Rev.) 1.2.0. 2008.
- [25] IEEE Transactions on Nuclear Science, *Bipolar Pulse Shaping Revisited*, vol. 44, no. 3. 1997.
- [26] Glenn F. Knoll, *Radiation Detection and Measurments*, vol. 4. John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [27] ORTEC, *Single-Channel Pulse-Height Analyzers, Introduction*, 2012.

# Anhang

## A Prototyp des Detektorkopfs für POWTEX



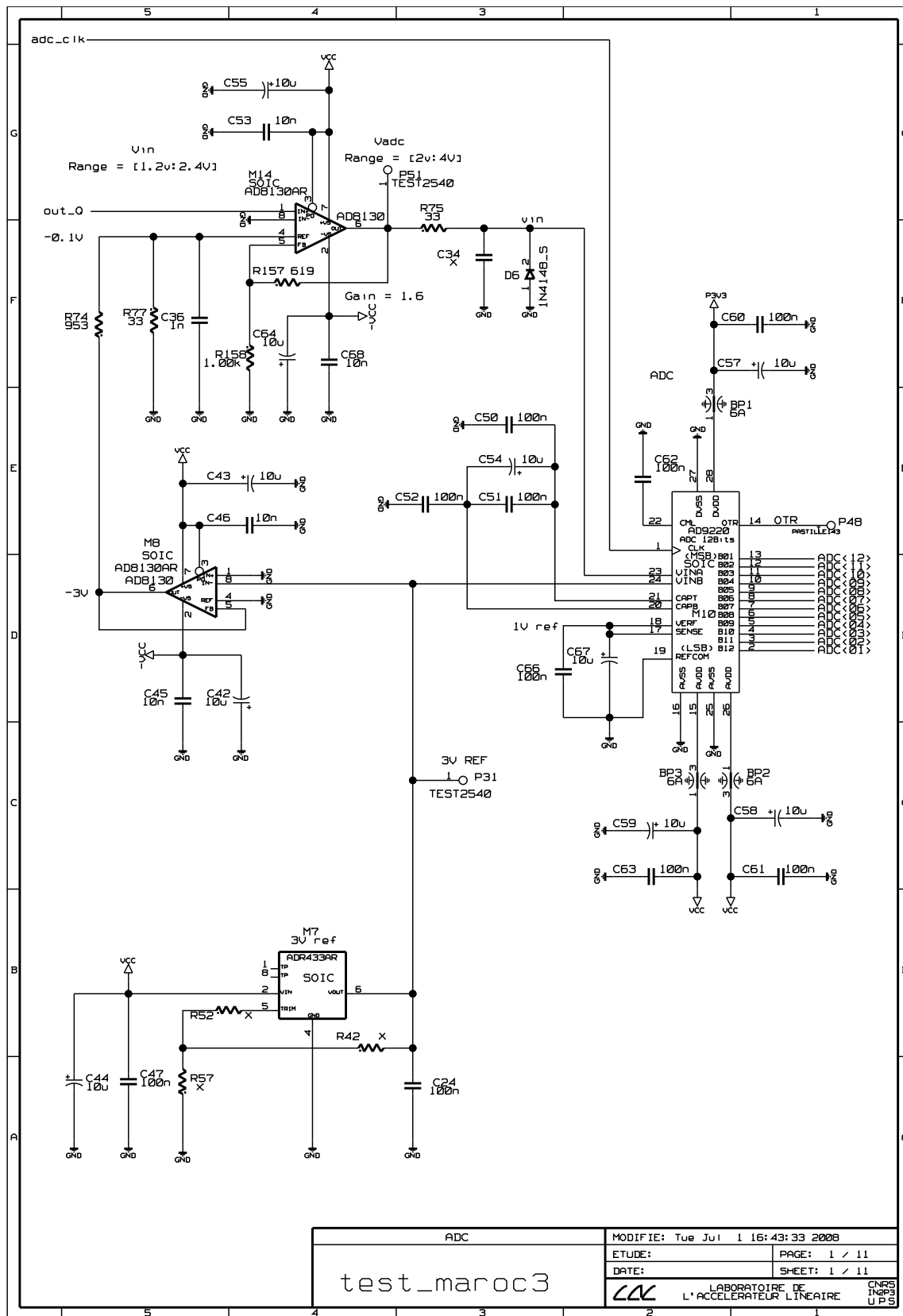


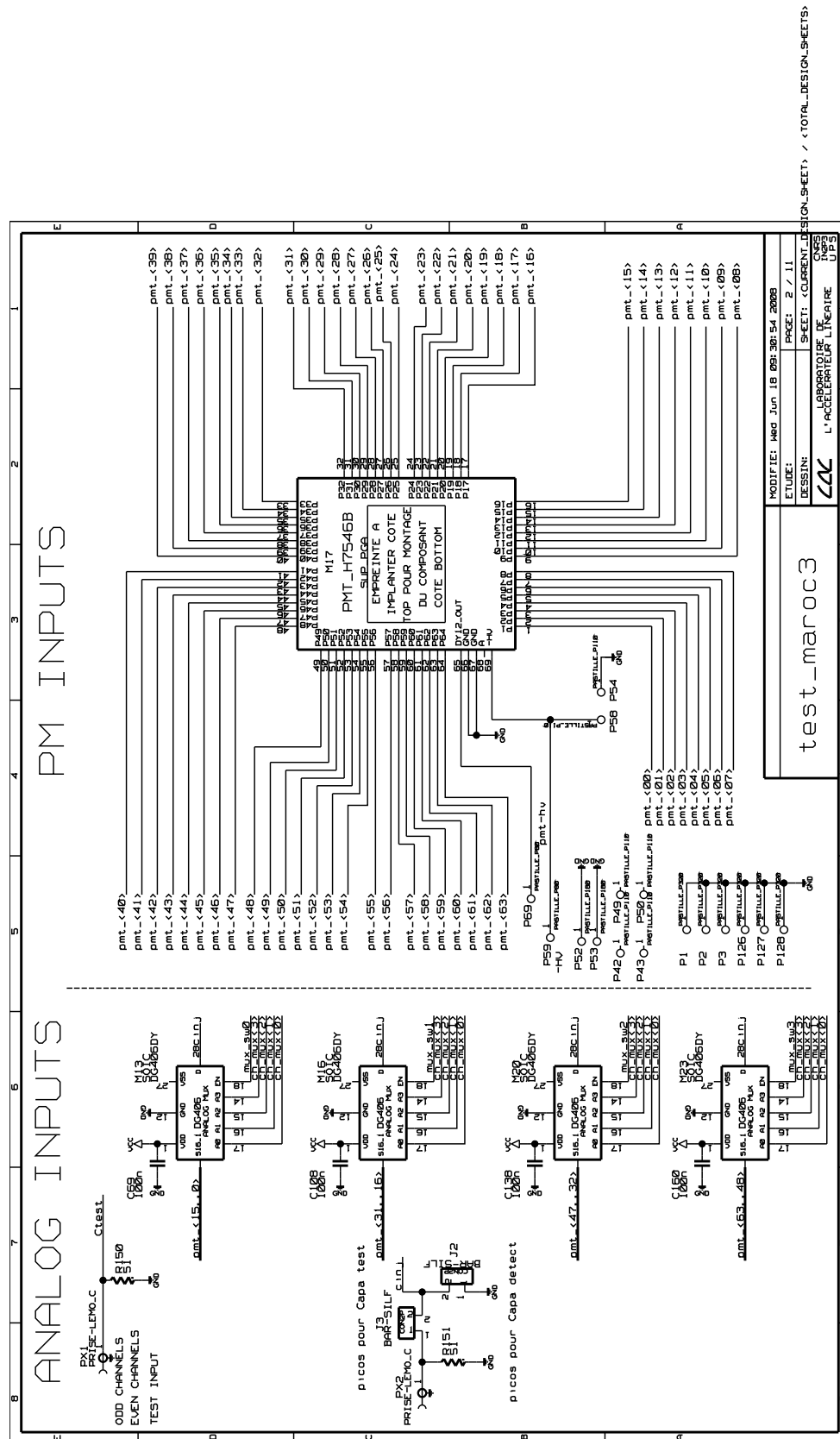


# Anhang

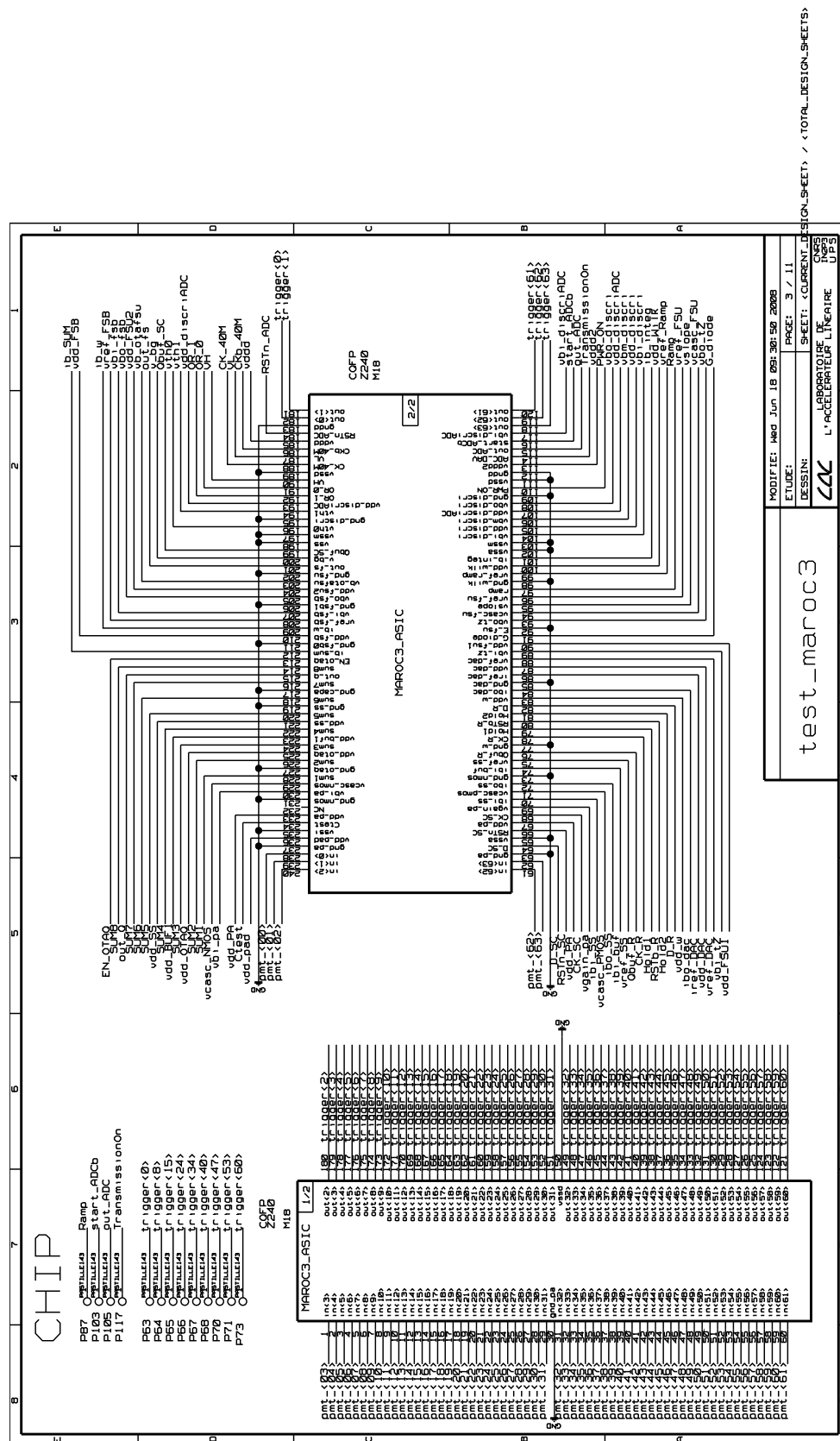
## B Schaltplan des Evaluation-Boards

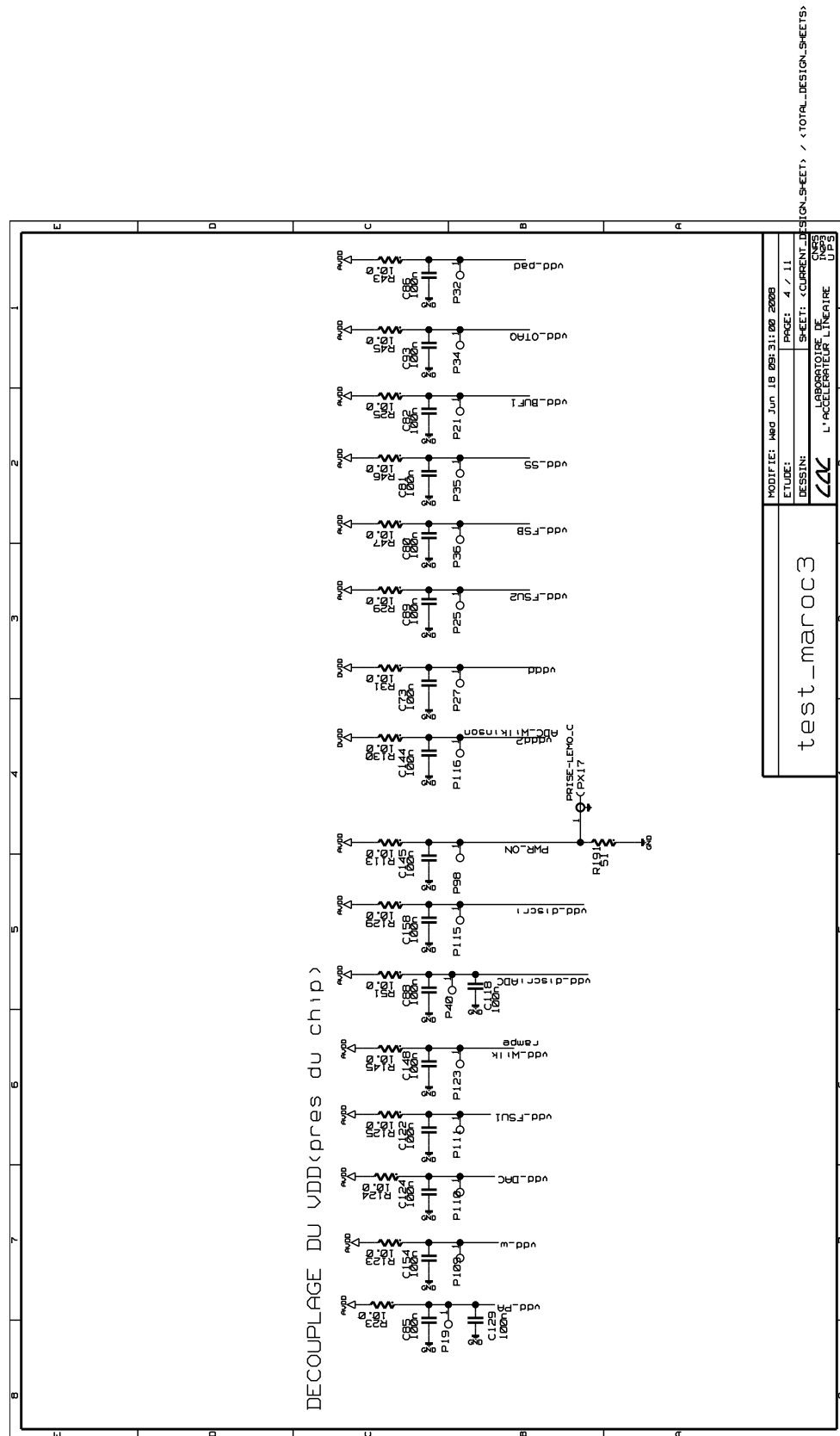
# Schaltplan des Evaluation-Boards

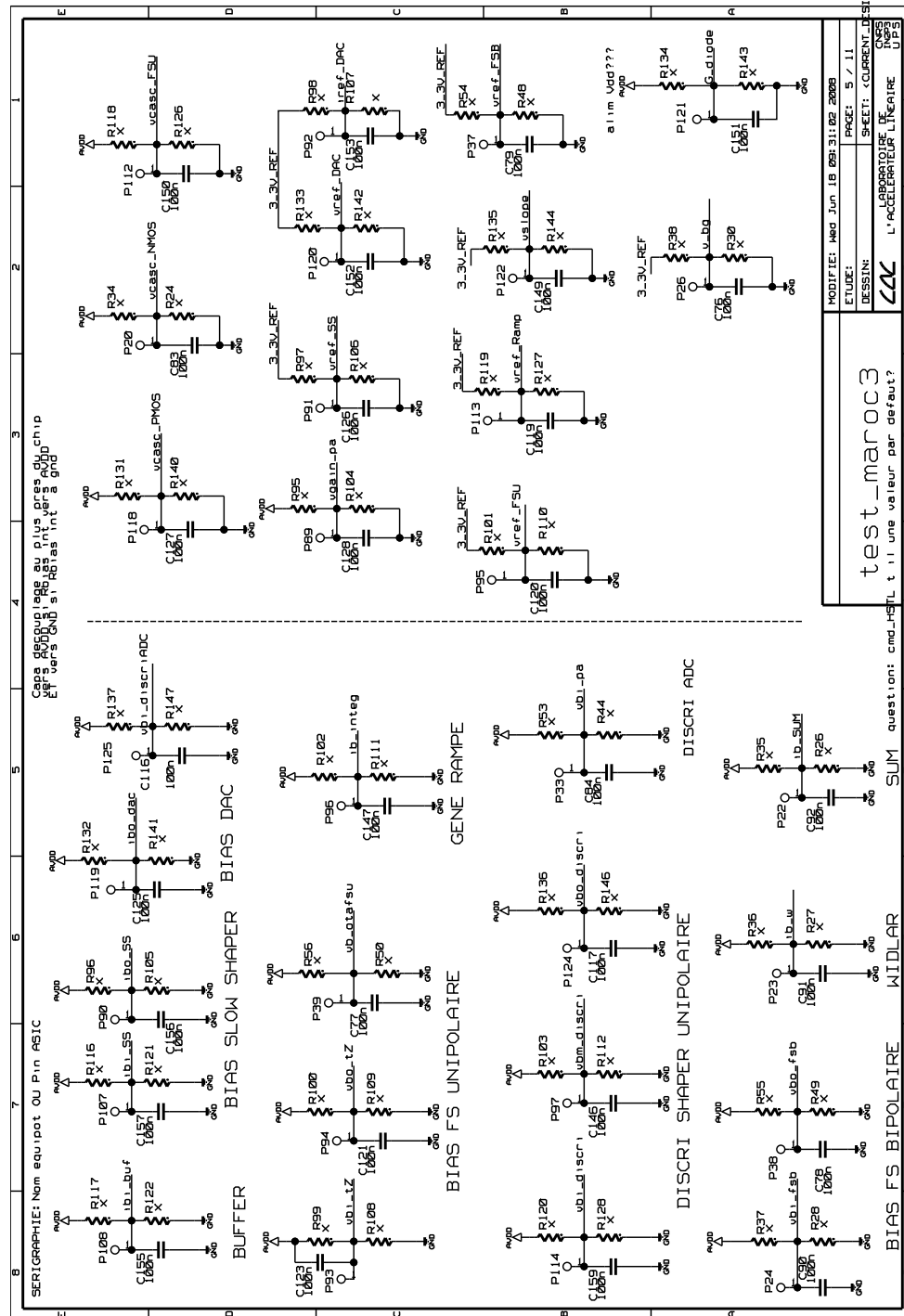


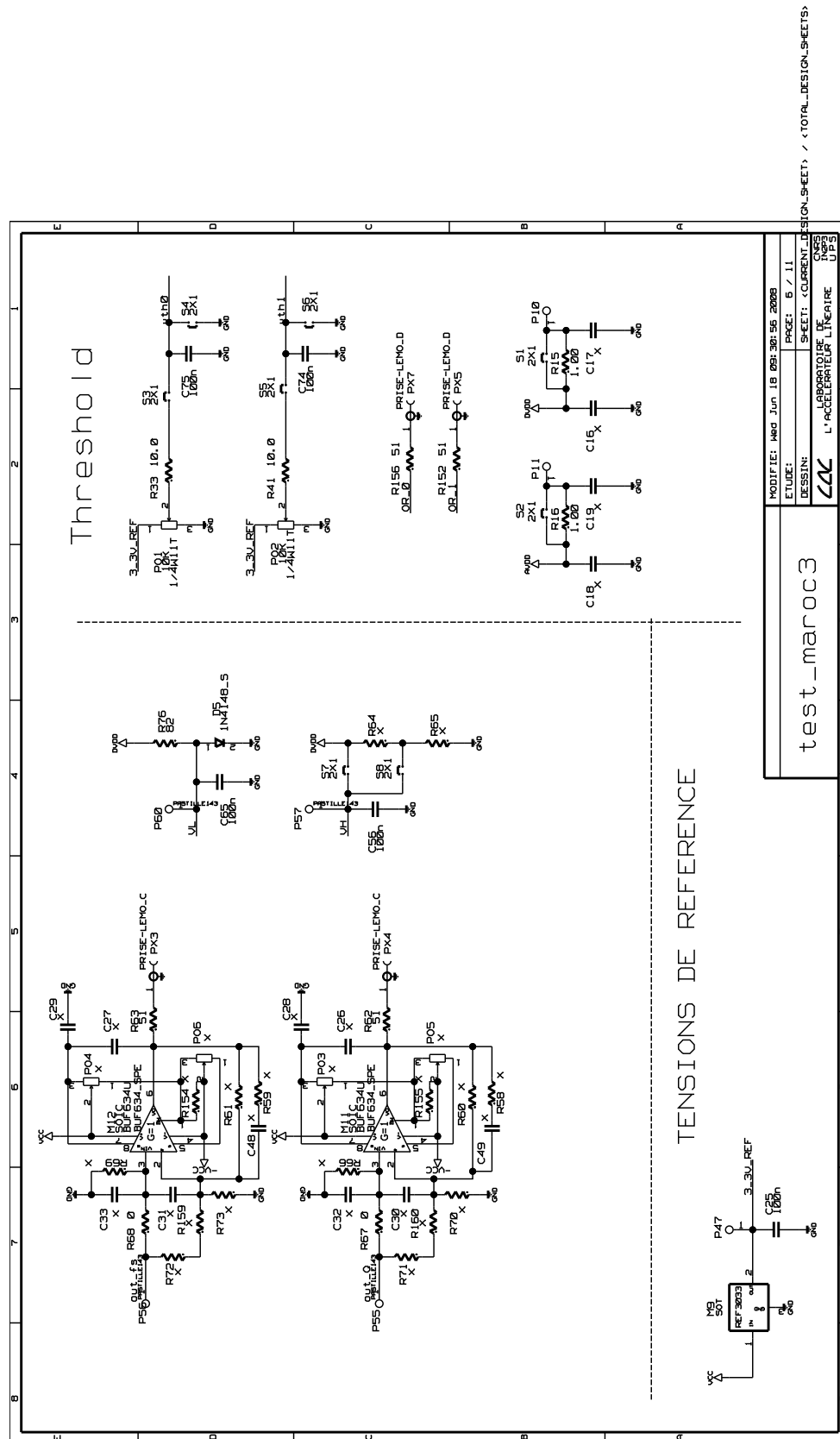


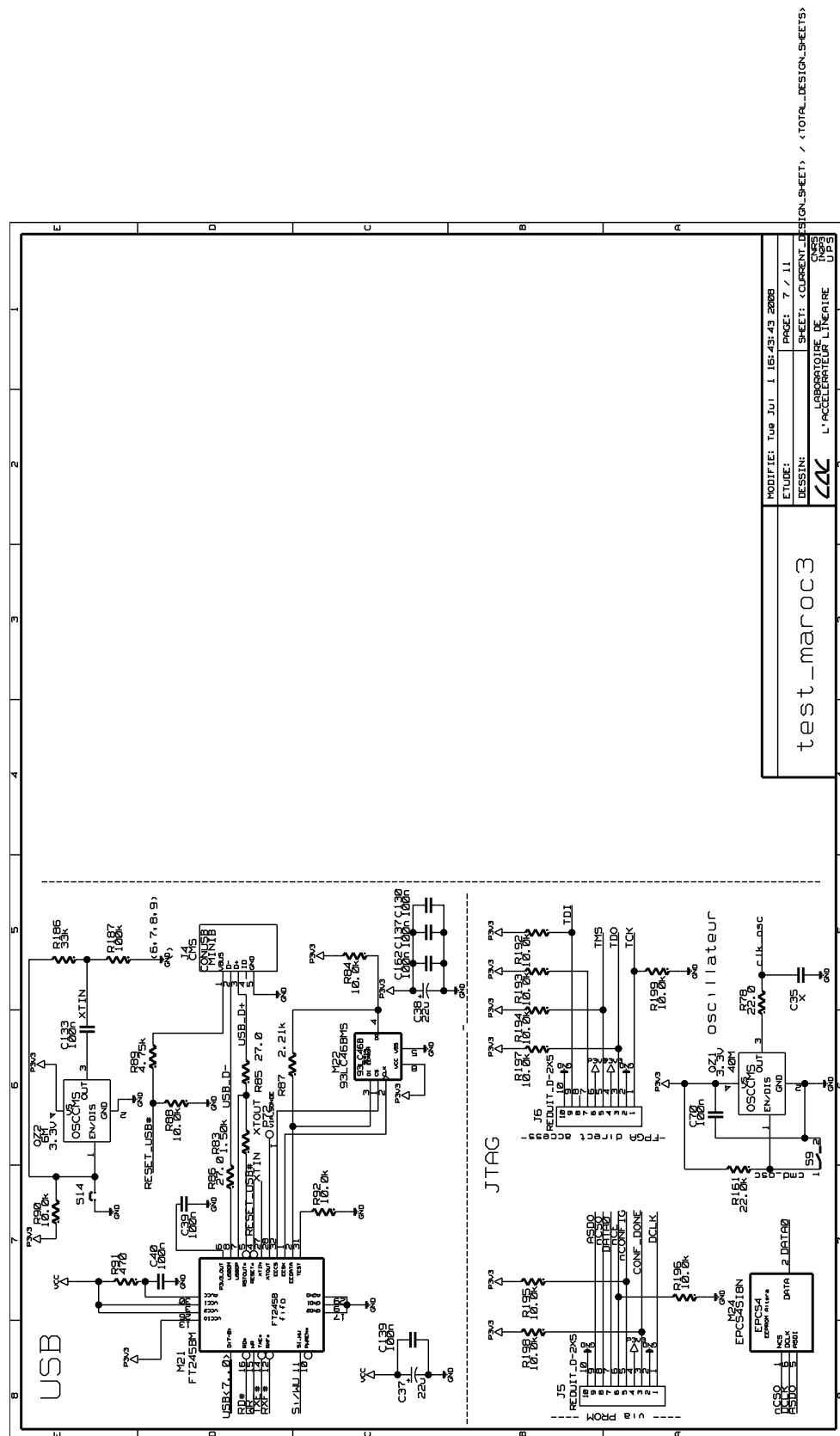


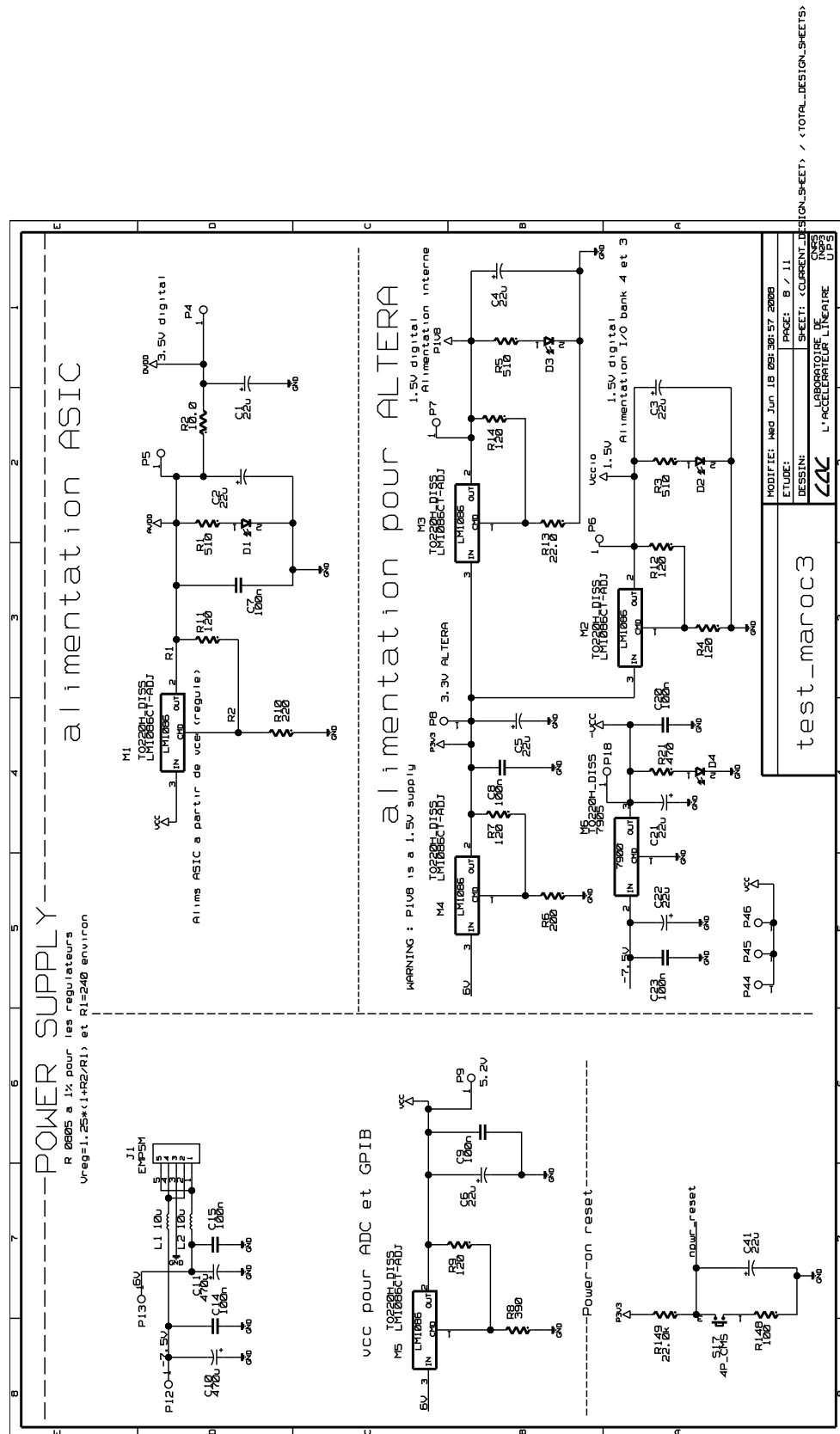


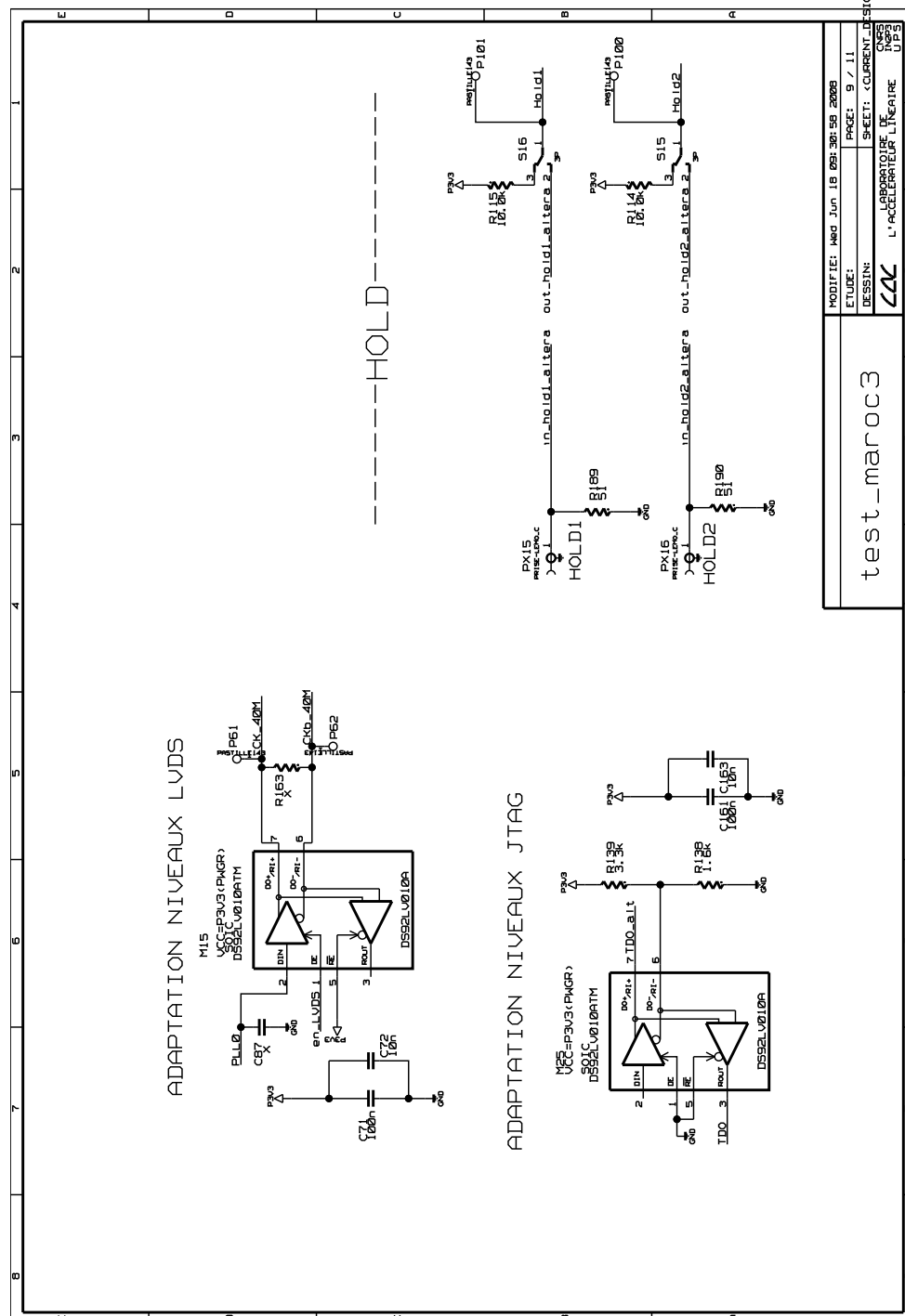






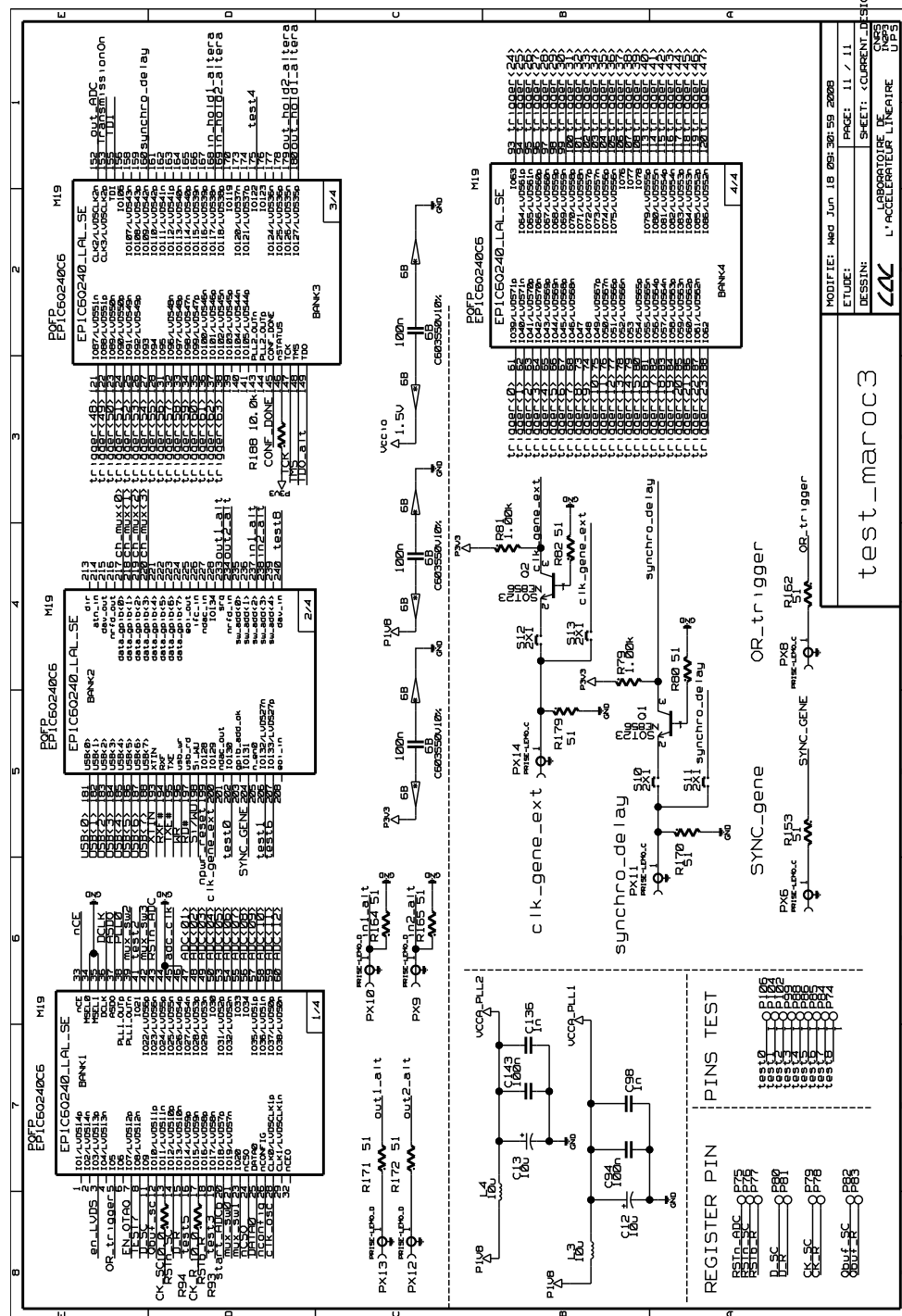








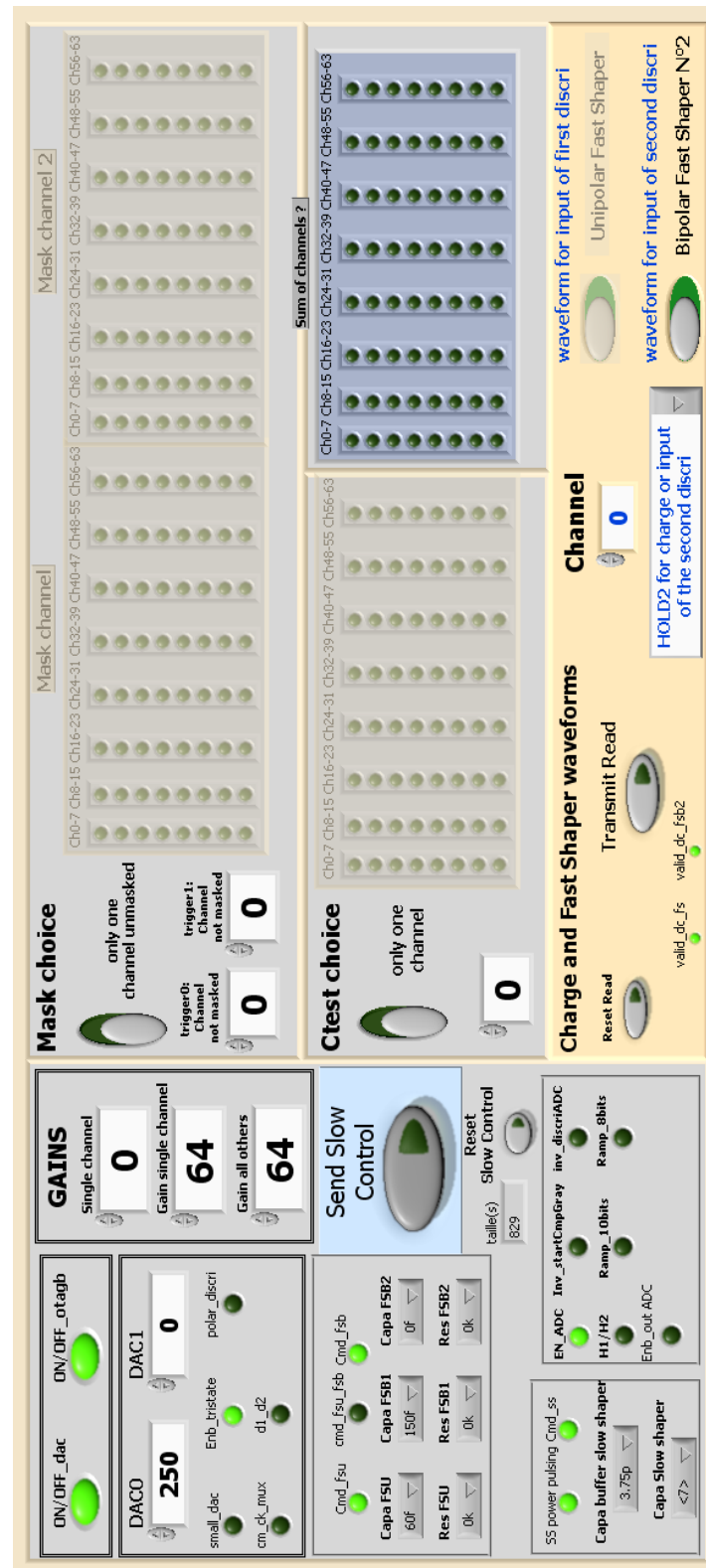




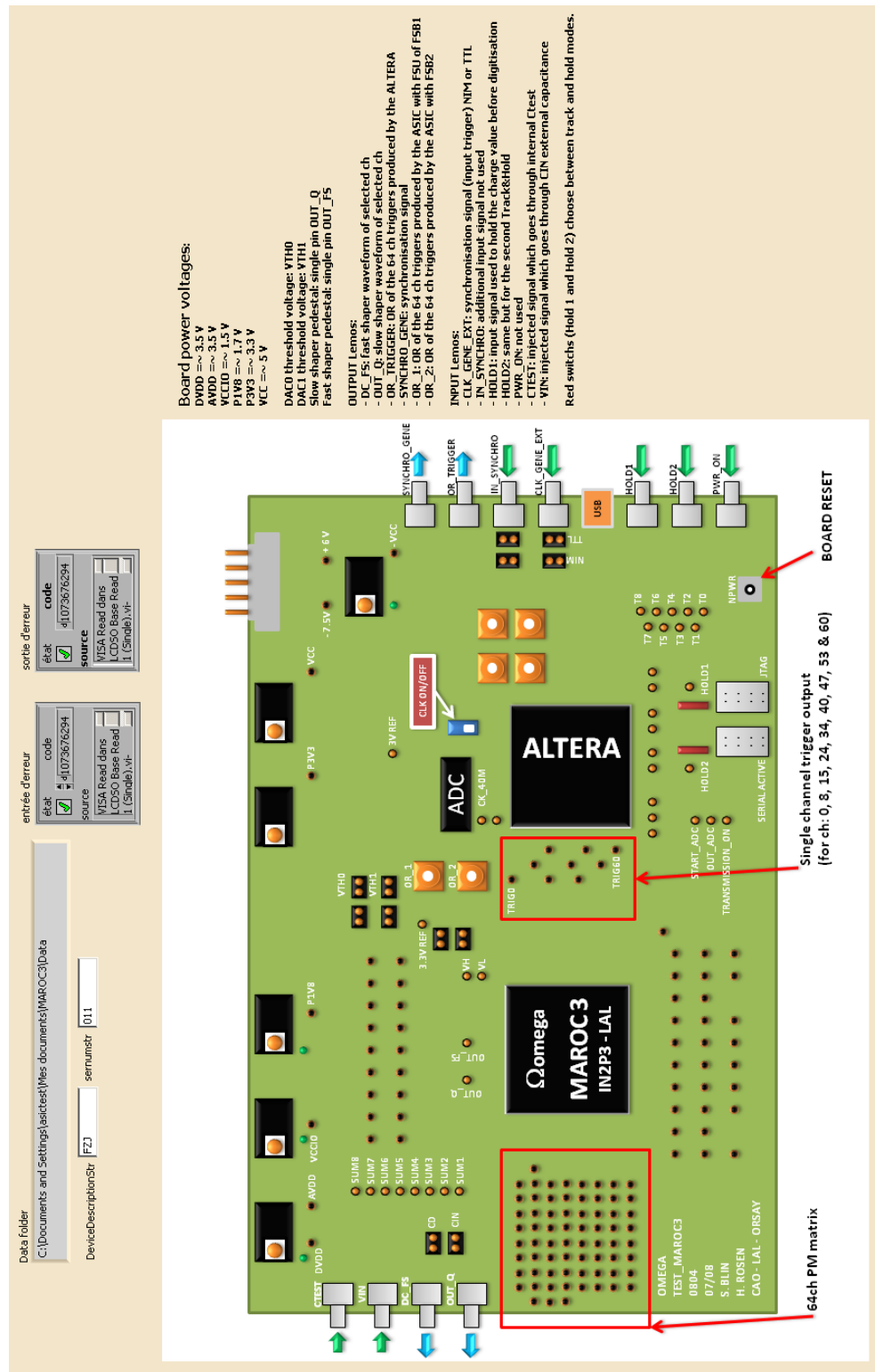
# Anhang

## C Übersicht des LabVIEW-Programms

Benutzeroberfläche zum Setzen und Übertragen der Parameter, für den MAROC3.



Benutzeroberfläche für die Eingabe der USB-Kennung und USB-Seriennummer, für den Verbindungsaufbau und das Anzeigen des Fehlerspeichers.



Jül-4356  
Oktober 2012  
ISSN 0944-2952